Anno XXIII - N. 7-8 Luglio-Agosto 1978 - Lire 800 - Sped. abb. post. - Gr. III/70

RADIORAMA

RIVISTA MENSILE EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA
IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS

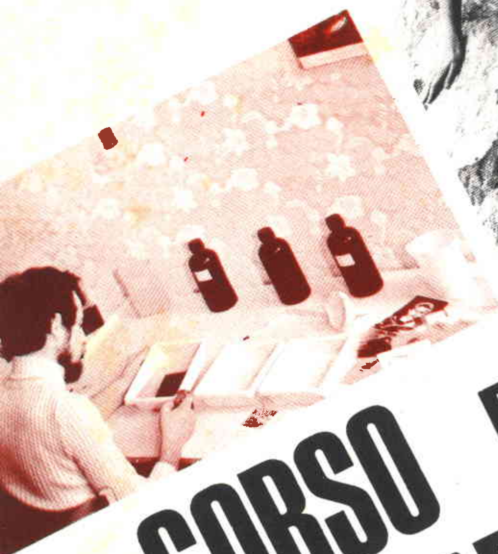
SEI CIRCUITI CMOS PER GLI SPERIMENTATORI



GIOCO A QUIZ ELETTRONICO









CORSO DI FOTOGRAFIA

per corrispondenza





QUESTI SONO SOLO ALCUNI DEGLI ARGOMENTI TRATTATI NEL CORSO DI FOTOGRAFIA. RICHIEDA SENZA ALCUN IMPEGNO DA PARTE SUA DETTAGLIATE INFORMAZIONI SUL CORSO DI FOTOGRAFIA SCRIVENDO A

tecnica di ripresa
e di stampa
ingrandimento
sviluppo del
colore
smaltatura
ecc.

Presa d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391

Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5/633
Tel. (011) 674432

RADIORAMA

RIVISTA MENSILE DIVULGATIVA CULTURALE DI ELETTRONICA RADIO E TELEVISIONE
EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA IN COLLABORAZIONE CON POPULAR ELECTRONICS

SOMMARIO

RADIORAMA N. 7/8

Anno XXIII - Luglio-Agosto 1978
Spedizione in abbonamento postale Gr. III/70
Prezzo: L. 800

Direzione - Redazione Amministrazione - Pubblicità:
Radiorama, via Stellone 5, 10126 Torino
Tel. (011) 674.432
(5 linee urbane)

TECNICA INFORMATIVA

TECNICA PRATICA

LE NOSTRE RUBRICHE

7/8
LUGLIO AGOSTO 78

 ● Pubblicazione autorizzata con numero 1096 dal Tribunale di Torino ● Spedizione in abbonamento postale, gruppo III ● La stampa di Radiorama è effettuata da litografia Interlito, via 24 Maggio 30/2, 10024 Moncalieri ● Pubblicità: RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino ● Distribuzione nazionale: Diemme Diffusione Milanese, via Taormina 28, tel. 68.83.407 - 20159 Milano ● RADIORAMA is published in Italy ● Prezzo del fascicolo: L. 800 ● Abbonamento semestrale (6 fascicoli): L. 4.500 ● Abbonamento per un anno (12 fascicoli): in Italia L. 8.000, all'estero L. 16.000 ● Copie arretrate, fino ad esaurimento, L. 800 il fascicolo ● In caso di aumento o diminuzione del prezzo degli abbonamenti verrà fatto il dovuto conguaglio ● I versamenti per gli abbonamenti e le copie arretrate vanno indirizzati a: SCUOLA RADIO ELETTRA S.p.A. - Redazione RADIORAMA, via Stellone 5, 10126 Torino (assegno circolare o bancario o cartolina-vaglia), oppure possono essere effettuati sul C.C.P. N. 2/12930, Torino.



Si abboni o rinnovi il Suo abbonamento a Radiorama: con la formula "OFFERTA AMICIZIA" riceverà 13 numeri per sole 8.000 lire anziché 10.400 lire (uno sconto pari al 25%). L'abbonamento da Lei sottoscritto non risentirà di eventuali variazioni del prezzo di copertina. L'importo per l'abbonamento può essere versato sul C.C.P. N. 2/12930 intestato a: SCUOLA RADIO ELETTRA S.p.A. – Redazione RADIORAMA - Via Stellone 5 – 10126 Torino oppure può essere spedito con assegno circolare o bancario o con cartolina-vaglia.

RADIORAMA

RIVISTA MENSILE DIVULGATIVA CULTURALE
DI ELETTRONICA RADIO E TELEVISIONE
EDITA DALLA SCUOLA RADIO ELETTRA

In RADIORAMA il lettore, oltre ai servizi di informazione, troverà molti articoli a carattere costruttivo, corredati di schemi, elenco materiali ed istruzioni per realizzare nuove ed originali apparecchiature elettroniche.

IL TEMPO DI PROPAGAZIONE

DA DOVE VENGONO I DISTURBI IMPULSIVI E COME POSSONO ESSERE ELIMINATI

I circuiti logici si comportano generalmente in modo molto logico. Per esempio, provate ad innescare un flip-flop e l'uscita di questo cambierà di livello; oppure applicate un segnale ad un invertitore e la forma d'onda verrà capovolta.

Sfortunatamente però vi sono disturbi impulsivi (segnali indesiderati) che si introducono talvolta in un circuito e danno luogo ad un comportamento irregolare. Se esaminate un po' da vicino il problema, vi accorgerete che tutti i circuiti logici funzionano bene, che l'alimentatore dà una tensione pulita e ben regolata e che tutti i fili di collegamento sono ancorati saldamente; ma nonostante ciò il circuito continua a produrre risultati sbagliati.

Se avete la fortuna di possedere un oscilloscopio di alta qualità, potete osservare segnali indesiderati di natura misteriosa, che vanno e vengono attraverso il circuito ed il cui aspetto è simile a quello illustrato nella

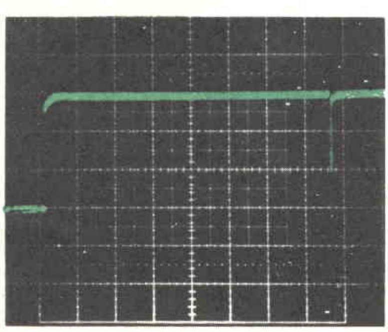


Fig. 1 - Fotografia ritoccata di un segnale impulsivo indesiderato.

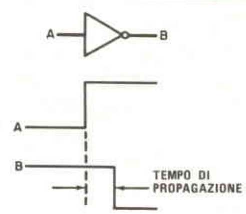


Fig. 2 - Segnale affetto da ritardo all'uscita di un invertitore.

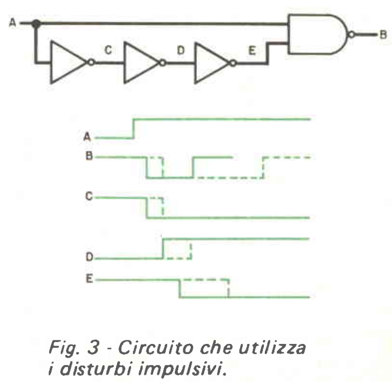


Fig. 3 - Circuito che utilizza i disturbi impulsivi.

fig. 1. Inviando questo tipo di segnale ad un circuito logico, si verificano i cambiamenti di stato sia in corrispondenza del fronte di salita del segnale, sia in corrispondenza del disturbo impulsivo. Si ottiene quindi un comportamento irregolare di tutto il circuito. Lo scopo del presente articolo è quello di esaminare le possibili cause dei disturbi impulsivi ed i modi per eliminare questi segnali indesiderati nei limiti del possibile.

L'elemento fondamentale - Prendiamo in considerazione per primo l'elemento logico piú semplice, cioè l'invertitore nella sua forma basilare. A differenza di ciò che può sembrare a prima vista, il segnale di ingresso e quello di uscita di un invertitore non risultano esattamente al passo fra loro. Questi dispositivi impiegano un tempo di durata finita per rispondere ad un segnale applicato al loro ingresso; tale "tempo di propagazione" è illustrato nella *fig. 2*. L'ammontare del "ritardo" che caratterizza il dispositivo logico viene specificato nel foglietto che ne riporta le caratteristiche tecniche. Un fenomeno interessante è costituito dal fatto che il tempo di propagazione non dipende né dal tempo di salita né da quello di discesa che caratterizzano una certa forma d'onda, ed assume valori differenti in corrispondenza di segnali con andamento crescente e di segnali con andamento decrescente. Per rendere le cose ancora piú complicate, le note tecniche informative che accompagnano un gran numero di circuiti logici TTL elencano sia il valore minimo sia il valore massimo del ritardo di propagazione, specificando entrambi i dati per carichi resistivi e per carichi capacitivi normali. La presenza di una capacità aggiuntiva nel carico produce semplicemente un ritardo piú grande.

Se, per esempio, si combinano due dispositivi TTL, come la porta quadrupla NAND a due ingressi modello 7400 e l'invertitore sestuplo modello 7404, per formare un circuito il cui comportamento dipende dal tempo di propagazione (qualche volta possiamo fare in modo che i disturbi impulsivi lavorino a nostro favore), diviene possibile osservare gli effetti prodotti dal ritardo tipico e dal ritardo massimo di propagazione. Si tratta di un circuito che genera un singolo impulso ritardato, ed il cui schema elettrico, insieme con le forme d'onda del segnale nei vari punti, è disegnato nella *fig. 3*. Il fronte di salita (A) fa scendere il segnale di uscita nel punto B dopo un intervallo pari al tempo di propagazione. Quasi nel medesimo istante scende anche il segnale nel punto C. Dopo che è trascorso un altro intervallo pari al tempo di propagazione, il livello del segnale di uscita nel punto D sale. Infine, dopo che sono passati tre tempi di propagazione dall'istante in cui è stato applicato il segnale di ingresso nel punto A, il segnale di uscita nel punto E provoca la salita del segnale di uscita nel punto B. Le linee disegnate con il tratto pieno illustrano il comportamento del

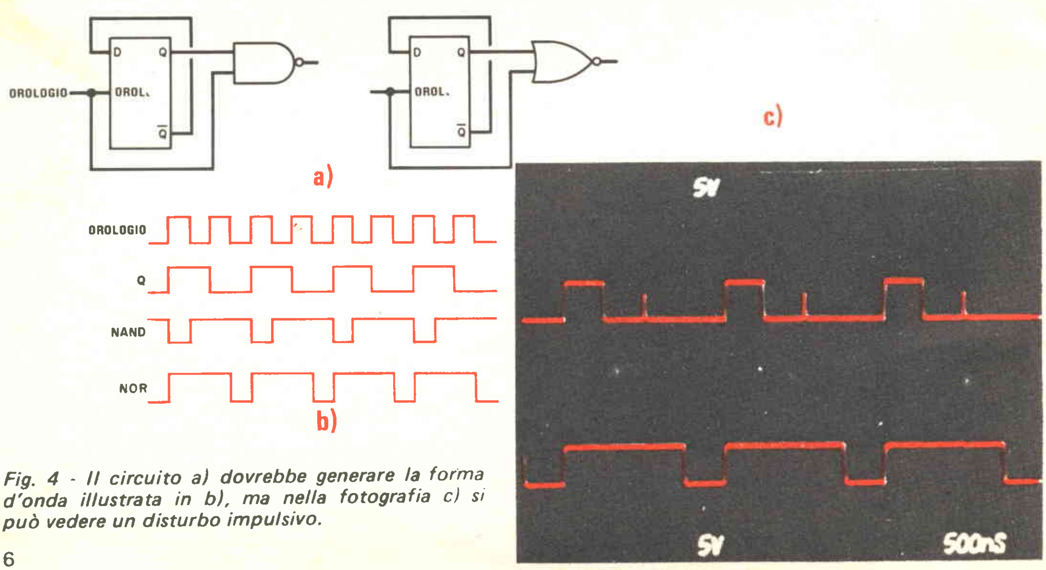


Fig. 4 - Il circuito a) dovrebbe generare la forma d'onda illustrata in b), ma nella fotografia c) si può vedere un disturbo impulsivo.

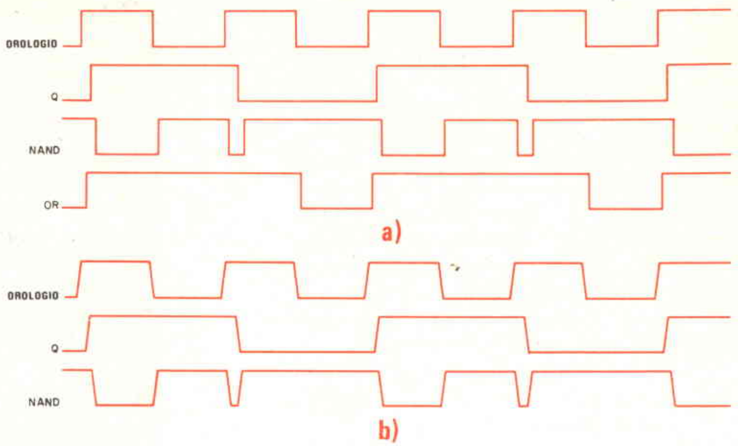


Fig. 5 - Rappresentazione espansa della fig. 4-b, in cui è possibile osservare il tempo di propagazione.

circuito nel caso ideale, mentre quelle disegnate con il tratto spezzato mostrano quale sia l'influenza esercitata dal tempo di propagazione sulla durata dell'impulso prodotto all'uscita del circuito. Si osservi che la durata dell'impulso di uscita dipende dalla durata complessiva dei tempi di propagazione che caratterizzano i dispositivi impiegati.

La domanda da porsi è quindi la seguente: qual è il valore del tempo di propagazione che deve essere utilizzato? La risposta è invece la seguente: il valore del tempo di propagazione di cui si deve tener conto è quello che dà luogo alla situazione piú sfavorevole. La soluzione è dunque abbastanza semplice, ma qual è la situazione piú sfavorevole? La risposta a quest'altro quesito dipende dalle applicazioni che si vogliono fare. Il progettista deve valutare gli effetti prodotti su ogni parte del circuito che vuole realizzare sia da dispositivi caratterizzati da una velocità elevata di risposta, sia da dispositivi caratterizzati da una velocità bassa di risposta.

Come prevedere il tempo di propagazione - Esaminiamo ora un metodo che consente di stabilire se il tempo di propagazione può dar luogo ad un segnale impulsivo indesiderato. Nella *fig. 4-a* sono disegnati gli schemi elettrici di due circuiti divisori per 2; il circuito illustrato nella parte sinistra della figura è composto da una porta logica NAND azionata mediante un flip-flop; l'altro circuito è composto invece da una porta logica NOR. In linea del tutto teorica i segnali di uscita prodotti dai due circuiti dovrebbero risultare identici, e le loro forme d'onda dovrebbero essere simili a quelle illustrate nella *fig. 4-b*. Invece, nella *fig. 4-c* si possono osservare le forme d'onda reali ottenute su un oscilloscopio, prodotte da due circuiti simili a quelli riportati nella *fig. 4-a*, con la differenza che sono state adoperate in realtà, rispettivamente, una porta AND ed una porta OR e che la forma d'onda superiore è stata invertita rispetto a quella contrassegnata con la scritta NAND, illustrata nella *fig. 4-b*. Qual è, dunque, la provenienza del segnale impulsivo che si può osservare nella fotografia?

Per trovare una risposta a questa domanda, ridisegniamo le forme d'onda illustrate nella *fig. 4-b* utilizzando una scala orizzontale dei tempi di 50 ns per divisione e tenendo nel debito conto il tempo di propagazione, ottenendo cosí la *fig. 5-a*. Si osservi che il segnale impulsivo è causato dalla sovrapposizione fra il segnale generato dall'orologio ed il segnale di uscita nel punto Q provocata dal tempo di propagazione del flip-flop. In questo esempio si è considerato il massimo valore del tempo di propagazione del flip-flop e si è assunto che le porte logiche fossero dispositivi con caratteristiche tipiche, ottenendo in tal modo un segnale impulsivo con durata massima. Le forme d'onda disegnate nella *fig. 5-a* non rassomigliano esattamente a quelle disegnate nella *fig. 4-b*, poiché queste ultime sono state tracciate considerando fronti di transizione istantanei, a differenza di ciò che avviene in realtà. Nella *fig. 5-b* sono illustrati gli effetti dovuti ai tempi di sali-

ta e di discesa.

Fino a questo momento abbiamo considerato solamente circuiti semplici. Chiaramente è possibile evitare di produrre i disturbi impulsivi scegliendo la porta logica OR, come è illustrato nella *fig. 4-a*. Si supponga, a questo punto, che il progetto preveda l'impiego di una sorgente di segnali di temporizzazione realizzata mediante un contatore.

Il circuito, il cui schema elettrico è disegnato nella *fig. 6-a*, è composto da un contatore 74197 che pilota un decodificatore 74154, e la forma d'onda del segnale di uscita generato è disegnata nella *fig. 6-b*. Il circuito produce all'uscita una sequenza di sedici impulsi di temporizzazione, di cui solamente cinque sono mostrati nella *fig. 6-b*. Fino a questo punto tutto va bene. Sfortunatamente, osservando la forma d'onda effettivamente ottenuta all'uscita del circuito per mezzo di un oscilloscopio, si può constatare che essa è simile a quella illustrata nella *fig. 7-a* e non è assolutamente quella che ci si aspettava; occorre quindi chiedersi quale sia la causa di questo pessimo risultato.

Il circuito logico 74197 è un contatore a "propagazione", in cui, cioè, il segnale di orologio applicato all'ingresso provoca il cambiamento di stato del primo flip-flop, che a sua volta provoca il cambiamento di stato del secondo flip-flop, ecc., fino a che il segnale non compare all'uscita. Le specifiche tecniche di questo contatore indicano un ritardo di propagazione massimo di 60 ns, con un valore minimo di 10 ns per ogni stadio. Quindi viene il circuito logico 74154, in cui gli ingressi sono disaccoppiati per mezzo di un invertitore, e poi sono ancora invertiti secondo quanto è richiesto per effettuare la decodifica finale. La configurazione interdipendente secondo cui sono disposti gli invertitori e le porte logiche dà luogo a differenze dei tempi di propagazione, che consentono la generazione dei segnali impulsivi indesiderati, anche nel caso in cui gli ingressi del decodificatore sono sincronizzati. Quando si verifica questa situazione, se si vuole ovviare ad ogni inconveniente, è necessario inviare un impulso di orologio di breve durata agli ingressi per l'abilitazione di cui è provvisto il circuito logico 74154, e quindi immettere il segnale di orologio per pilotare il contatore 74197. Questo circuito "soppressore di impulsi" è disegnato con una linea tratteggiata nella *fig. 6-a*. Se il segnale prodotto dall'orologio ha una durata superiore al tempo di propagazione del contatore, i segnali di usci-

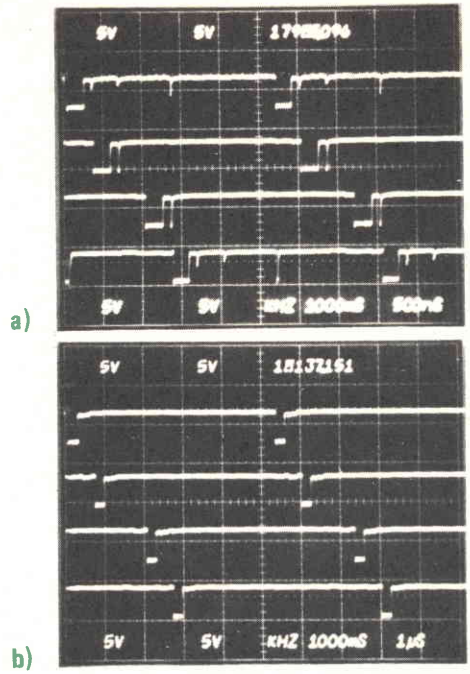


Fig. 7 - L'uso di una porta di abilitazione consente di eliminare i segnali impulsivi indesiderati presenti nella forma d'onda illustrata in a), dando luogo a quella illustrata in b).

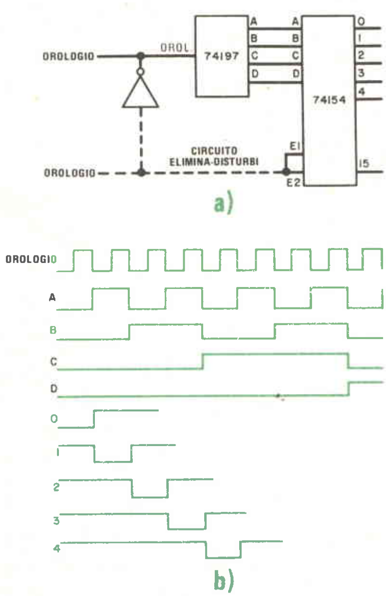


Fig. 6 - Il circuito il cui schema elettrico è disegnato con tratto spezzato in a) serve per eliminare i disturbi impulsivi.

ta divengono estremamente puliti e somigliano a quelli disegnati nella *fig. 7-b*.

I provvedimenti - A questo punto possiamo fare un riassunto degli argomenti trattati ed imparare qualche altro accorgimento per eliminare i segnali impulsivi indesiderati.

1) - I segnali impulsivi traggono la loro origine dalle differenze che sussistono fra i tempi di propagazione lungo il percorso del segnale. In teoria sarebbe possibile eliminare i segnali impulsivi che compaiono nella *fig. 5* introducendo un ritardo nel circuito secondo quanto è mostrato nella *fig. 8*. Per far ciò sarebbe necessario avere a disposizione sia due invertitori sia un flip-flop caratterizzati da tempi di propagazione con valore "tipico".

2) - In generale la decodifica effettuata mediante porte logiche OR e NOR, come è illustrato nella *fig. 4-a*, consente di eliminare i segnali impulsivi non voluti.

3) - Alcuni dispositivi logici sono dotati di ingressi di abilitazione che, se adoperati nel modo corretto, permettono di eliminare i segnali impulsivi indesiderati.

4) - Alcune funzioni possono essere svolte in maniera differente, usando, per esempio, contatori sincroni come il 74193/74163 al posto dei contatori a propagazione come il 7490/74197.

5) - Sebbene alcune famiglie logiche, come la CMOS, siano caratterizzate da tempi di salita e tempi operativi lenti (che dovrebbero consentire di eliminare ogni segnale impulsivo indesiderato), si tenga presente che qualunque famiglia logica risponde ai segnali impulsivi prodotti da quella famiglia logica.

6) - In molti casi è possibile eliminare i segnali impulsivi indesiderati effettuando un campionamento mediante flip-flop. Se un circuito logico qualunque di cui non ci interessa la struttura, che può essere considerato come una "scatola nera", produce all'uscita un segnale affetto da segnali impulsivi indesiderati che non possono essere eliminati con nessun metodo semplice, si può far ricorso al circuito mostrato nella *fig. 9-a*. Il segnale di uscita proveniente dalla scatola nera viene inviato ad un flip-flop tipo D, che è sincro-

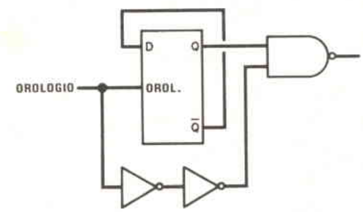


Fig. 8 - Modifica del circuito della fig. 4.

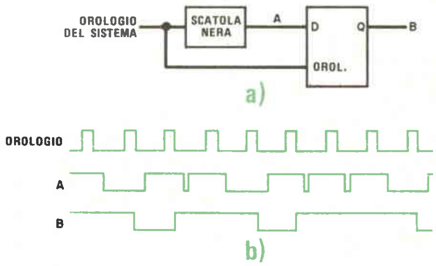


Fig. 9 - Un flip-flop consente di eliminare i disturbi impulsivi.

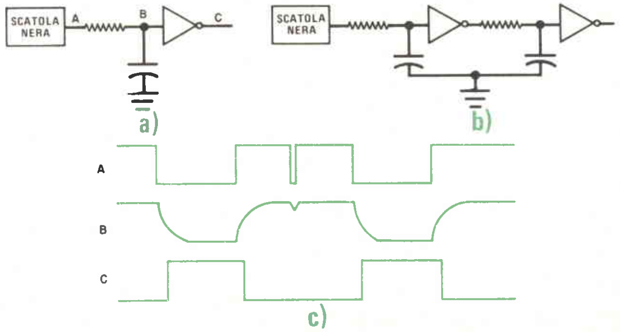


Fig. 10 - Un circuito di ritardo RC può essere usato per eliminare i segnali impulsivi indesiderati di breve durata.

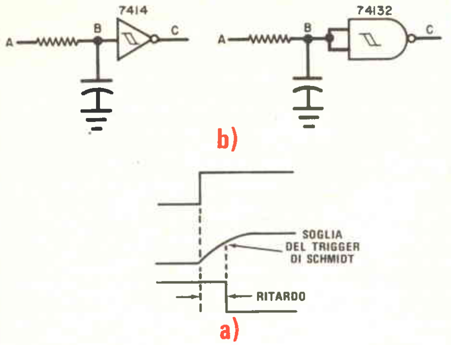


Fig. 11 - Una soluzione può essere costituita dal trigger di Schmidt.

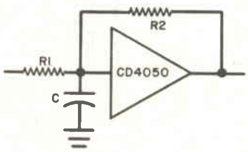


Fig. 12 - Circuito CMOS per eliminare i disturbi impulsivi.

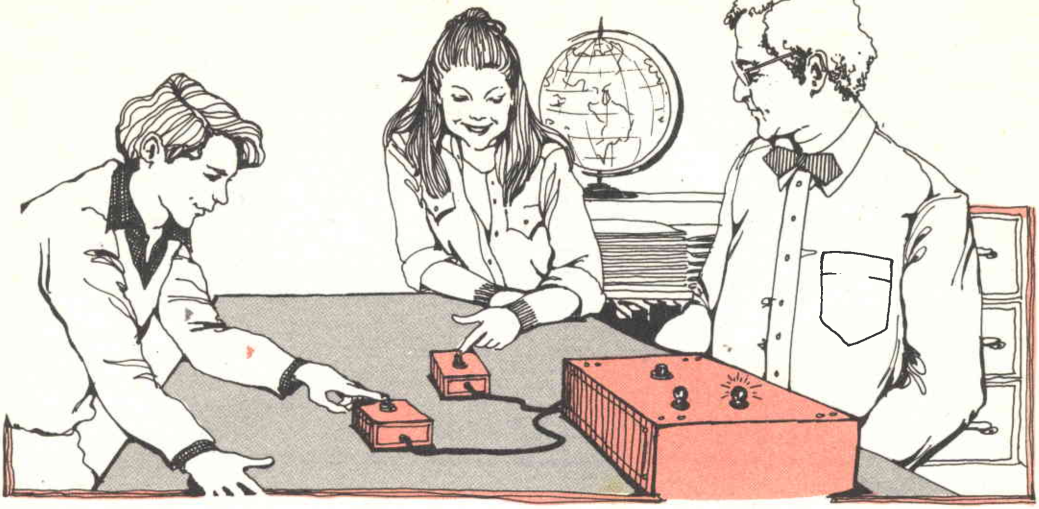
nizzato dall'orologio che comanda tutto il sistema. Il ritardo di propagazione introdotto dalla scatola nera fa cadere i disturbi impulsivi fra gli impulsi del segnale di orologio, mentre il segnale utile è disponibile negli istanti giusti. Si osservi che nella *fig. 9-b* il segnale di uscita del flip-flop è esente da disturbi, però risulta ritardato di un tempo pari ad un periodo del segnale di orologio piú il tempo di propagazione del flip-flop. Se vi sono tempi di funzionamento critici in alcune parti del circuito, può essere necessario effettuare qualche ritocco del ritardo delle parti del circuito che si trovano "a valle".

7) - Per eliminare disturbi impulsivi di breve durata può essere conveniente introdurre un ritardo mediante un circuito RC, ricorrendo alla tecnica illustrata nella *fig. 10-a*. Le forme d'onda dei segnali di temporizzazione sono tracciate nella *fig. 10-c*. Scegliendo opportunamente il valore della costante di tempo RC, si può rendere il ritardo introdotto dal circuito RC maggiore della durata del disturbo impulsivo, di modo che quest'ultimo scompare. Se vi sono segnali impulsivi indesiderati di durata molto grande, può risultare addirittura indispensabile ricorrere a due circuiti RC separati per mezzo di una porta logica, come è mostrato nella *fig. 10-b*.

Il metodo per la soppressione dei disturbi impulsivi che si avvale di un circuito RC è a stento accettabile nel caso dei circuiti logici TTL per due motivi; il primo è costituito dal fatto che, poiché un circuito logico TTL richiede una corrente di ingresso dell'intensità di 1,6 mA, la resistenza massima che si può utilizzare è pari approssimativamente a 180 Ω. Questo fatto comporta che la capacità impiegata abbia un valore abbastanza elevato, dell'ordine di 1.000 pF. Anche in questo caso la resistenza di 180 Ω riduce l'immunità nei confronti del rumore dell'ingresso al quale essa è collegata. La seconda ragione consiste nel fatto che il valore elevato di capacità rende necessaria l'erogazione di una corrente di pilotaggio di forte intensità da parte del circuito TTL. Dal momento che i circuiti della famiglia logica CMOS possiedono un'impedenza di ingresso di valore estremamente elevato, l'introduzione di un ritardo mediante un circuito RC risulta molto adatta per sopprimere i segnali impulsivi indesiderati.

8) - Un tipo particolare di logica TTL in grado di tollerare valori elevati della costante di tempo RC per eliminare i disturbi impulsivi è costituito dal trigger TTL di Schmidt. Nella *fig. 11* sono illustrati i circuiti e le relative forme d'onda che si ottengono usando per questo scopo il modello 7414 (Schmidt sestuplo) ed il modello 74132 (Schmidt quadruplo con due ingressi). E' ancora necessario, impiegando questi dispositivi, limitare il valore del resistore approssimativamente a 330 Ω. Il modello CD 4093 è un trigger di Schmidt quadruplo con due ingressi appartenente alla famiglia logica CMOS, il cui impiego risulta molto conveniente per eliminare i segnali impulsivi indesiderati e per ritardarli usando resistori con valori fino a 100 kΩ circa.

9) - Un dispositivo separatore CMOS (CD 4010, CD 4050) può essere impiegato come soppressore di impulsi indesiderati, come circuito di ritardo, e perfino come soppressore dei disturbi provocati dal rimbalzo dei contatti di un interruttore, ricorrendo al circuito il cui schema elettrico è disegnato nella *fig. 12*. Il valore del resistore di controreazione R2 determina l'isteresi del circuito (il funzionamento come trigger di Schmidt), mentre quello della costante di tempo di R1/C stabilisce l'entità del ritardo. ★



GIOCO A QUIZ ELETTRONICO

CON QUESTO GIOCO SARA' POSSIBILE IMITARE GLI SPETTACOLI A QUIZ IN CASA O CON UN PUBBLICO PIU' VASTO

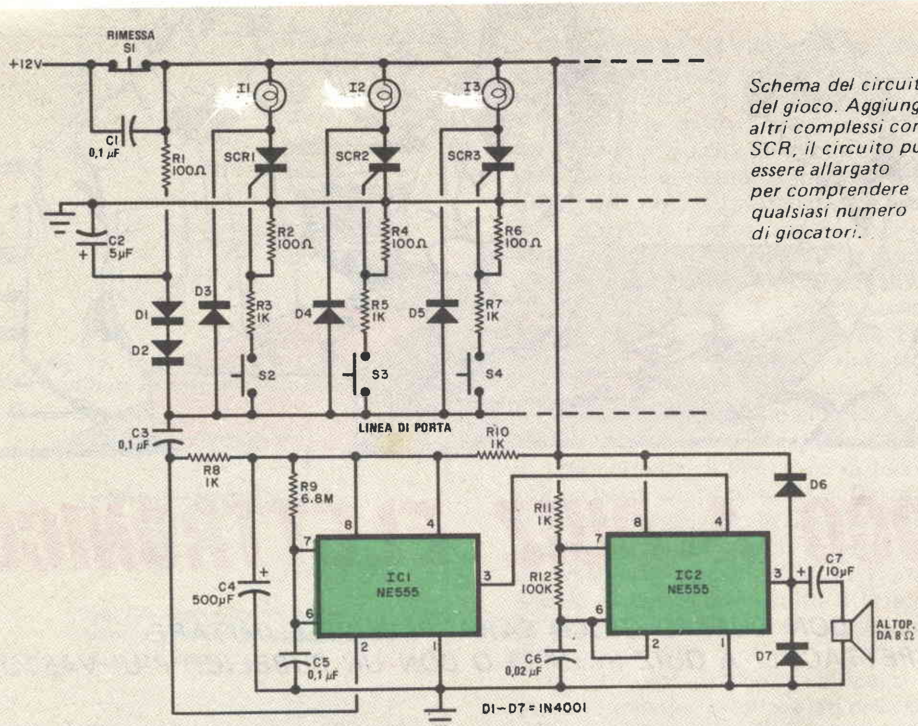
Nei popolari spettacoli televisivi a quiz vengono usati apparati elettrici o elettronici per determinare quale concorrente ha premuto per primo il suo pulsante acquistando cosí il diritto di rispondere per primo ad una domanda. Il semplice circuito che descriviamo consentirà a gruppi studenteschi di scuole superiori e di collegi di emulare gli spettacoli a quiz; naturalmente, il dispositivo può anche essere usato per divertirsi in casa.

Con questo circuito, per identificare quale giocatore preme per primo il pulsante si accende una lampadina, suona un allarme udibile e vengono esclusi i pulsanti degli altri giocatori. Il progetto a stato solido è economico da costruire, può essere allargato per includere qualsiasi numero di giocatori e consente l'uso di una combinazione di allarmi.

Come funziona - La parte principale del sistema è costituita da un economico SCR. Quando un concorrente preme il suo pulsante, la porta del suo particolare SCR (uno per ciascun giocatore) viene collegata alla linea positiva di porta. L'SCR passa in conduzione e la lampadina spia si accende. Poiché durante la conduzione la tensione ai capi dell'SCR è pressoché zero, la linea di porta, normalmente positiva, sarà portata quasi a zero volt attraverso il diodo che unisce la linea di porta all'anodo del SCR. Quando ciò avviene, la linea non sarà in grado di fornire una corrente di porta sufficiente per mandare in conduzione qualsiasi altro SCR; perciò, i pulsanti degli altri giocatori sono esclusi fino a che il circuito non viene rimesso nello stato primitivo.

La caduta della tensione sulla linea di porta attiva IC1, un temporizzatore 555 che funziona come multivibratore ad un colpo. Un impulso della durata di un secondo proveniente dall'uscita di IC1 attiva IC2, un 555 collegato come multivibratore astabile, producendo nell'altoparlante una nota avente la stessa durata di tempo. Poiché l'uscita di IC2 è un'onda quadra, ai capi della bobina mobile dell'altoparlante può apparire un apprezzabile contraccolpo induttivo. In parallelo all'uscita di IC2 sono collegati due diodi tosatori il cui compito è di proteggere da eccessive punte di tensione i transistori inseriti nel 555.

Quando un impulso di corrente scorre in un SCR, questo continuerà a condurre indefinitamente (non è necessario che il gioca-



Schema del circuito del gioco. Aggiungendo altri complessi con SCR, il circuito può essere allargato per comprendere qualsiasi numero di giocatori.

MATERIALE OCCORRENTE

C1-C3-C5 = condensatori ceramici a disco da 0,1 µF - 50 V
C2 = condensatore elettrolitico da 5 µF - 25 V
C4 = condensatore elettrolitico da 500 µF - 25 V
C6 = condensatore ceramico a disco da 0,02 µF - 50 V
C7 = condensatore elettrolitico da 10 µF - 25 V
D1 ÷ D7 = diodi 1N4001
I1 ÷ I3 = lampadine spia da 12 V - 0,3 A
IC1-IC2 = circuiti integrati temporizzatori 555
R1-R2-R4-R6 = resistori da 100 Ω
R3-R5-R7-R8-R10-R11 = resistori da 1 kΩ
R9 = resistore da 6,8 MΩ
R12 = resistore da 100 kΩ
S1 = interruttore a pulsante con contatto momentaneo normalmente chiuso
S2-S3-S4 = interruttori a pulsante a contatto momentaneo normalmente aperto
SCR1 ÷ SCR3 = SCR da 50 V - 0,5 A
Scatolette adatte, circuito stampato o basetta perforata, portalampade, filo, stagno, minuterie di montaggio e varie.

tore mantenga il suo pulsante premuto) fino a che la corrente di anodo non scende al di sotto della corrente di tenuta I_H. Quando ciò avviene, l'SCR passa all'interdizione. In questo circuito, la lampadina indicatrice continuerà a rimanere accesa e tutti gli altri pulsanti saranno esclusi fino a che non viene premuto il pulsante di rimessa, S1.

La durata e la tonalità della nota si possono regolare cambiando i valori dei componenti di tempo relativi a IC1 e IC2. Per esempio, se R9 avrà il valore di 1 MΩ anziché di 6,8 MΩ, si accorcerà la durata a circa 0,2 s mentre inserendo, sempre per R9, un resistore da 10 MΩ si prolungherà l'intervallo a circa 2 s. Sostituendo il resistore R12 da 100 kΩ con un altro da 500 kΩ, si eleverà la frequenza della nota da 350 Hz a circa 1.000 Hz. Poiché i gusti personali possono variare, si possono installare potenziometri

al posto di questi due resistori fissi e regolarli per produrre la desiderata combinazione durata-tonalità.

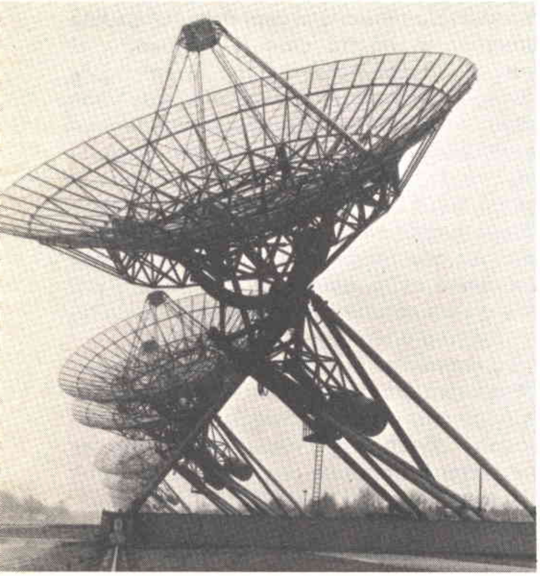
Per questa applicazione sarà sufficiente un piccolo altoparlante da 8 Ω di tipo comune. L'alimentazione può essere ottenuta da qualsiasi sorgente in grado di fornire 500 mA con tensioni comprese tra 9 V c.c. e 12 V c.c. Può servire una batteria per lanterne od un alimentatore a rete ad onda intera.

Costruzione - Si può costruire il sistema in parecchi modi differenti. Uno dei piú versatili consiste nel montare il pulsante, la lampadina spia e il complesso dell'SCR di ciascun giocatore in una scatoletta posta vicino ad esso. Tutte le scatolette sono poi collegate insieme mediante cavi a tre conduttori. Il generatore di nota, il pulsante di rimessa e l'alimentatore si possono montare in un'altra scatoletta.

Un altro sistema consiste nel montare tutto il circuito dietro un pannello sul quale si possono installare le lampadine indicatrici. Si possono usare cordoni bifilari per collegare il circuito in prossimità dei concorrenti e del giudice. Altre sistemazioni possono essere suggerite da ogni particolare situazione.

La disposizione dei componenti non è critica e perciò il circuito può essere montato su un circuito stampato o su una basetta perforata racchiusi in una scatola adatta. ★

NUOVE VOCI NELL'UNIVERSO DALLA RADIOSORGENTE PIU' GRANDE



Complesso delle antenne che costituiscono il telescopio della Fondazione olandese per la radio astronomia.

La piú grande radio trasmittente dell'universo, una sorgente di onde elettromagnetiche larga 16 milioni di anni luce, è stata scoperta dagli scienziati del centro astronomico di Westerbork (Olanda) con l'ausilio delle piú moderne tecniche di elaborazione dei dati. La larghezza della radiosorgente, denominata 3C390, è otto volte maggiore della distanza esistente tra la Terra e la galassia piú vicina, la Nebulosa di Andromeda.

Realizzato dalla Fondazione Olandese per la Radioastronomia, l'impianto di Westerbork, uno dei piú grandi del mondo, è costituito da quattordici antenne a forma di disco, immerse in una foresta su un'area di oltre 3 km, lontane da ogni interferenza elettronica; i segnali radio captati dalle antenne vengono registrati su nastro magnetico ed elaborati dal Sistema/370 IBM Modello 158 del Centro Elaborazione Dati dell'università di Leida.

Il sistema, ogni volta che deve elaborare le enormi quantità di dati relativi alle singole osservazioni astronomiche, utilizza una serie di complesse formule matematiche che forniscono risultati pari a quelli che si potrebbero ottenere con i pur moderni metodi tradizionali, ma con informazioni provenienti da una antenna di oltre un chilometro e mezzo di diametro. L'utilizzo dell'elaboratore, dunque, fa risultare il telescopio ben piú grande e potente di quanto non sia in realtà: gli astronomi di Westerbork hanno cosí a disposizione nuove possibilità di studio e di verifica delle teorie piú avanzate sulla composizione e l'origine dell'universo. ★

LA LAMPADINA FLUORESCENTE AL NEON

Pur con l'affermarsi della tecnologia a stato solido, l'umile lampadina al neon ha ancora molto da offrire allo sperimentatore. Oltre alla sua luminescenza, questa lampadina presenta una resistenza negativa; perciò, si trova spesso in circuiti stabilizzatori ed in oscillatori a rilassamento.

Prima di esaminare alcuni interessanti circuiti con lampadine al neon, rivediamo i principi basilari di funzionamento di questo versatile componente.

Lo schizzo di una tipica lampadina al neon è riportato nella *fig. 1*; come si può rilevare, pochi componenti elettronici sono strutturalmente cosí semplici: una lampadina al neon infatti è composta semplicemente da un bulbo di vetro riempito di gas e da due elettrodi ai quali sono collegati fili terminali.

Normalmente, la resistenza del gas tra i due elettrodi è tanto alta che la lampadina può essere considerata come un circuito aperto; ma quando la tensione ai capi della lampadina viene elevata alla tensione iniziale critica di innesco, il gas si ionizza, diventa fortemente conduttivo e risplende con un colore caratteristico. Il gas piú comunemente utilizzato in tali lampadine è il neon, che emana una luce arancione, mentre l'argon, molto meno usato, ha uno splendore blu.

La *fig. 2* mostra le caratteristiche I-V di una tipica lampadina al neon. Finché non viene raggiunta la tensione V_B di innesco, la corrente attraverso la lampadina è molto bassa (questa tensione può variare tra 55 V e 150 V per le lampadine disponibili in commercio). Quando la lampadina si innesca, entra nella normale regione di fluorescenza della sua curva I-V. In questa regione, la morbida, luminosa fluorescenza è confinata all'elettrodo negativo e l'area di splendore aumenta direttamente con la corrente che scorre nella lampadina. Le proprietà di stabilizzazione di tensione sono evidenti nella *fig. 2*. Ai capi della lampadina esiste una caduta di tensione V_O quasi costante anche se la corrente varia entro una vasta gamma.

Quando la corrente è tanto alta che tutta la superficie dell'elettrodo è coperta dallo splendore, la tensione ai capi della lampadina aumenta; in questo caso la lampadina al neon è entrata nella regione di splendore anormale. Se poi la corrente nella lampadina aumenta ulteriormente, la lampadina funziona nella regione di arco: in questo caso, la tensione ai capi della lampadina scende e la scarica arancione diventa un punto brillante di luce bianca bluastra centrato sull'elettrodo di catodo (negativo). Un funzionamento prolungato nella regione di splendore anormale e persino una breve escursione nella regione d'arco distruggerà la lampadina.

Le lampadine al neon, anche se funzionano con tensioni relativamente alte, consumano poca corrente e la maggior parte dei dispositivi commerciali viene specificata per una corrente continua compresa tra 0,1 mA e 10 mA.

Alcune precauzioni - Le lampadine al neon sono facili da usare, ma si devono tenere presenti alcune particolari restrizioni. Anzitutto, esse sono soggette a quello che viene

denominato "effetto oscuro": la ionizzazione del gas, cioè, si ottiene molto piú facilmente in presenza di luce ambientale; nella totale oscurità, la lampadina funziona irregolarmente e la sua tensione di innesco aumenta in modo significativo. Per ovviare a questo problema, molte lampadine al neon contengono una piccolissima quantità di gas radioattivo che stimola la ionizzazione.

Una seconda restrizione è la necessità di evitare tensioni di funzionamento eccessive, in quanto una tensione troppo elevata fa funzionare la lampadina nella regione di splendore anormale o nella regione d'arco.

La terza considerazione è la limitazione della corrente; a tale scopo è necessario porre in serie ad una lampadina al neon che funziona con continuità un resistore zavorra, che limiti la corrente attraverso la lampadina ad un valore di sicurezza. Se supponiamo che una lampadina al neon presenti praticamente una resistenza nulla ma una caduta di tensione di 80 V, le léggi di Ohm e di Kirchoff dicono che un resistore zavorra di 100 kΩ farà scorrere attraverso la lampadina una corrente di 200 μA con alimentazione di 100 V c.c.

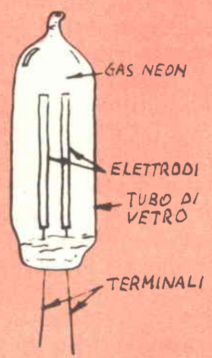


Fig. 1 - Schizzo della composizione di una lampadina al neon.

Circuiti con lampadine al neon - Considerati alcuni principi basilari del funzionamento delle lampadine al neon, esaminiamo ora alcuni circuiti pratici. Per l'alimentazione di questi circuiti, si può usare il convertitore da CC a CC descritto nell'articolo dello scorso mese, oppure due batterie da 67,5 V collegate in serie.

Il circuito piú semplice è l'oscillatore a rilassamento con lampadina al neon illustrato nella *fig. 3*. In funzionamento, C1 si carica attraverso R1, finché si raggiunge la tensione di innesco della lampadina al neon. A questo

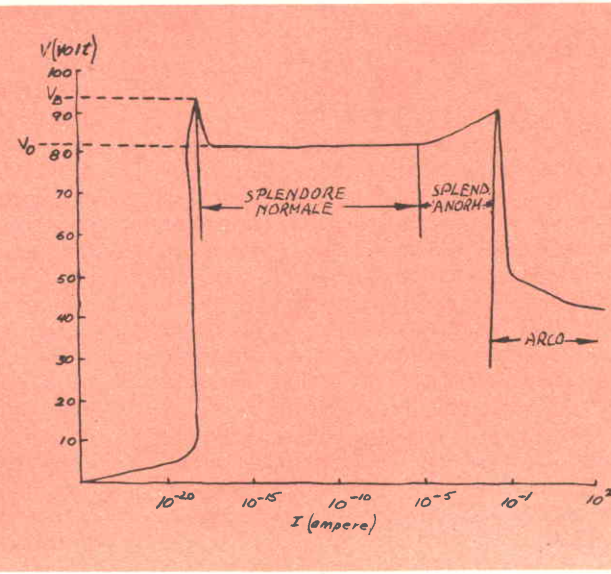


Fig. 2 - Caratteristica I-V della lampadina al neon.

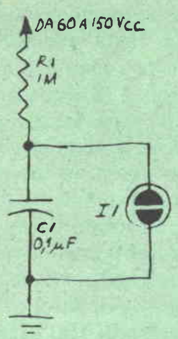


Fig. 3 - Oscillatore a rilassamento.

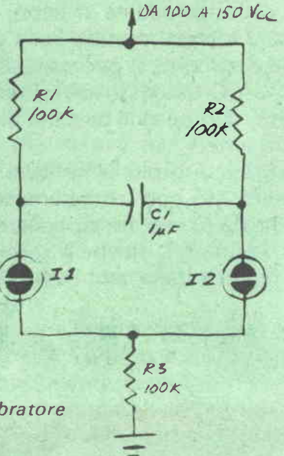


Fig. 4 - Multivibratore astabile.

punto, C1 si scarica attraverso la lampadina e produce un lampo arancione. Quando la tensione ai capi di C1 scende al di sotto di quella necessaria per mantenere la lampadina in conduzione, la lampadina si spegne; poi C1 ricomincia a caricarsi ed il ciclo si ripete.

Per poter vedere il lampó della lampadina, si deve usare un resistore di almeno 1 MΩ, altrimenti la frequenza di lampeggiamento sarà superiore a 18 impulsi al secondo, frequenza massima discernibile dall'occhio umano, e la lampadina apparirà sempre accesa. Inoltre, a causa della presenza di tensioni relativamente alte, in questo circuito e nei successivi si devono usare condensatori da 200 V.

Se si desidera far funzionare il circuito a frequenze audio, si può collegare un oscilloscopio ai capi di C1 per verificare se il circuito oscilla. Si può anche collegare un altoparlante da 8 Ω tra la lampadina e massa o porre il circuito vicino ad un radioricevitore per sentire la frequenza d'oscillazione o le sue armoniche.

Chi è pratico di oscillatori a rilassamento con lampadine al neon, probabilmente sa che si possono mettere in serie parecchi circuiti simili a quello della *fig. 3* per ottenere un effetto di lampeggiamento pseudo casuale. Questi circuiti si vedono spesso lampeggiare nei laboratori elettronici e vengono detti "scatole fannullone" o "luci idiote".

Nella *fig. 4* è rappresentato un multivibratore astabile con due lampadine al neon. Se supponiamo che I1 abbia una tensione di accensione piú bassa di I2, la lampadina I1 si accenderà per prima dopo che è stata data tensione; ciò consentirà a C1 di caricarsi attraverso R2 e I1. Quando la tensione ai capi di C1 supera la tensione di accensione di I2, tale lampada si accende mentre I1 si spegne. A questo punto C1 si carica attraverso R1 e I2, finché la sua carica innesca I1; allora la lampadina I2 si spegne, C1 comincia a caricarsi attraverso R2 ed il ciclo si ripete.

I circuiti descritti incorporano un oscillatore a rilassamento; si sa che è possibile variare le frequenze di ripetizione degli oscillatori variando i valori del resistore e del condensatore che, insieme alla lampadina, formano l'oscillatore stesso (R1 e C1 nella *fig. 3*, ecc.). Valori piú alti di resistenza o di capacità rallenteranno la frequenza di ripetizione; ma si provi ad adottare per R1 un valore superiore ai 100 kΩ e per C1 un valore inferiore a 1 µF.

Facendo esperimenti con questi circuiti, si osservino le normali precauzioni di sicurezza. Anche una batteria da 67,5 V può dare una brusca scossa e, pur se la scossa stessa non può produrre danni alle persone, l'azione di riflesso che ne deriva può far sbattere il polso o il gomito contro il banco di lavoro o contro la sedia.

Per i migliori risultati e la massima sicurezza, si incorporino nei montaggi le batterie o gli alimentatori miniatura ad alta tensione del tipo di quello descritto nell'articolo del mese scorso. Se si deve usare la tensione di rete, non si faccia mai funzionare un circuito con lampadina al neon senza usare un trasformatore d'isolamento con rapporto 1/1.

★

CIRCUITO PER CONTROLLARE PREAMPLIFICATORI FONO E SINTONIZZATORI MF

UN'ECONOMICA RETE DI PREACCENTUAZIONE SEMPLIFICA LE PROVE DI RESPONSO IN FREQUENZA

Questo circuito *(fig. 1)* rende facile l'esecuzione di prove di responso in frequenza su preamplificatori fono e sintonizzatori MF. Finora, tali prove erano molto difficili a causa delle caratteristiche della deaccentuazione incorporata. In relazione con la tolleranza delle parti usate, il circuito può essere montato con spesa relativamente modesta e aderirà abbastanza strettamente alle caratteristiche di preaccentuazione RIAA e MF.

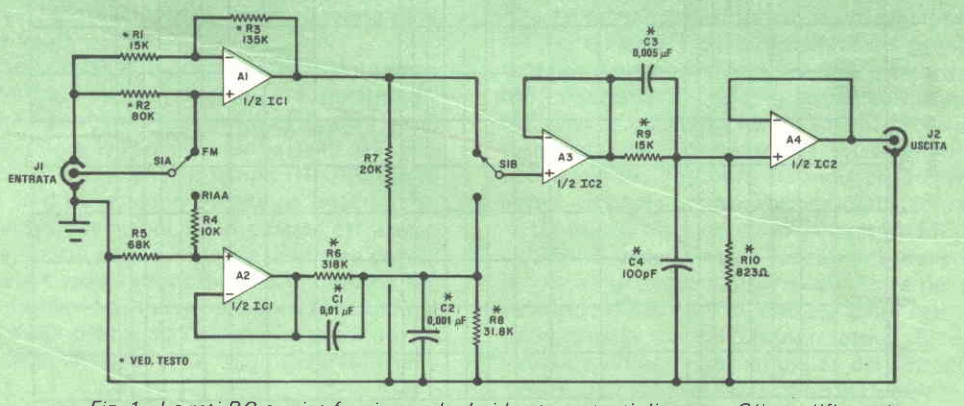


Fig. 1 - Le reti RC passive forniscono le desiderate costanti di tempo. Gli amplificatori operazionali assicurano l'isolamento e/o il guadagno.

MATERIALE OCCORRENTE

C1 = condensatore da 0,01 µF (al polistirolo, a mica, ceramico o Mylar)*
C2 = condensatore da 0,001 µF (al polistirolo, a mica, ceramico o Mylar)*
C3 = condensatore da 0,005 µF (al polistirolo, a mica, ceramico o Mylar)*
C4 = condensatore da 100 pF (al polistirolo, a mica, ceramico o Mylar)*
IC1-IC2 = amplificatori operazionali doppi 747
J1-J2 = jack fono
*R1 = resistore da 15 kΩ - 1/2 W**
*R2 = resistore da 80 kΩ - 1/2 W**
*R3 = resistore da 135 kΩ - 1/2 W**
R4 = resistore da 10 kΩ; 1/2 W, 5%
R5 = resistore da 68 kΩ; 1/2 W, 5%
*R6 = resistore da 318 kΩ - 1/2 W**
R7 = resistore da 20 kΩ - 1/2 W, 5%
*R8 = resistore da 31,8 kΩ - 1/2 W**
*R9 = resistore da 15 kΩ - 1/2 W**
*R10 = resistore da 823 Ω - 1/2 W**
S1 = commutatore a 2 vie e 2 posizioni

* Ved. testo

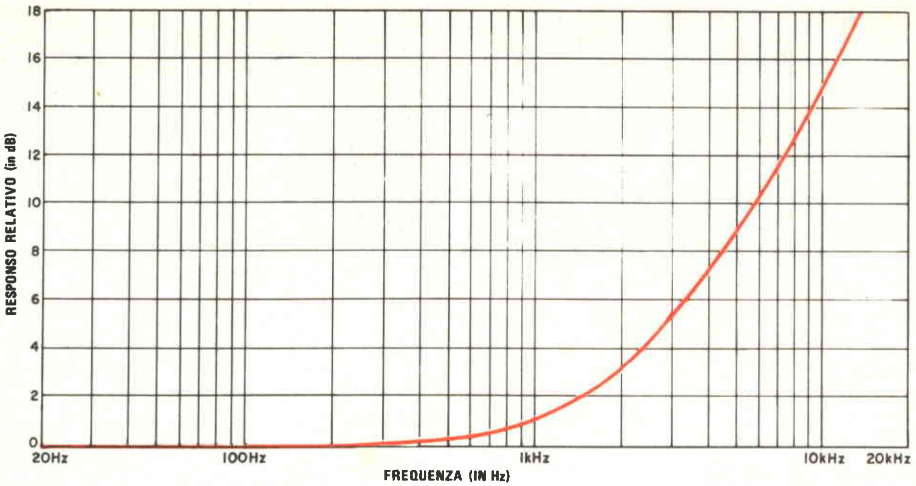


Fig. 2 - Curva di preaccentuazione MF di 75 μs. Le intensità delle frequenze alte vengono esaltate per migliorare il rapporto segnale/rumore.



Fig. 3 - Responso di preaccentuazione RIAA. Il circuito produce un'approssimazione vicina alla curva normalizzata RIAA.

La preaccentuazione - E' un sistema per la riduzione del rumore usato spesso nelle apparecchiature di comunicazione. Poiché la maggior parte del rumore che si introduce nei circuiti ad alta fedeltà è per natura di frequenza alta, l'intensità dei segnali a frequenza alta viene esaltata prima della trasmissione o della registrazione. Lungo il suo percorso, prima della riproduzione, il rumore è unito al segnale; tuttavia, se nel ricevitore viene ridotto il livello complessivo degli alti, si otterrà il responso in frequenza piatto che si aveva alla sorgente del segnale, unitamente ad un rapporto segnale/rumore migliorato. Ciò avviene perché il rumore di frequenza alta viene drasticamente attenuato.

Caratteristiche della MF e dei dischi - La combinazione della preaccentuazione e della deaccentuazione si ritrova nelle trasmissioni in MF e nella registrazione di dischi. Le caratteristiche di preaccentuazione vengono facilmente sintetizzate usando reti RC passive, le quali sono precedute e seguite da amplificatori operazionali che conferiscono guadagno od isolamento.

Portando S1 in posizione MF, il segnale d'entrata dal jack J1 sarà immesso nell'entrata non invertitrice dell'amplificatore operazionale A1. Per ridurre il numero delle parti, verranno usati amplificatori operazionali 747 (composti da due 741 in un unico involucro). Questo stadio fornisce un guadagno di 20 dB e la sua uscita pilota A3, un ripetitore di tensione usato come separatore. Il resistore R9 ed il condensatore C3 forniscono la desiderata costante di tempo di preaccentuazione di 75 μs (T = RC). Le frequenze molto alte vengono attenuate gradualmente dalla combinazione R10-C4. Un altro ripetitore di tensione, A4, aggiunge un guadagno pari all'unità e l'isolamento tra la rete RC e l'uscita. Il responso in frequenza del circuito sarà una buona approssimazione della curva di preaccentuazione di 75 μs rappresentata nella *fig. 2*.

Quando S1 è in posizione RIAA, il segnale d'entrata viene applicato a A2, un amplificatore operazionale separatore, il quale, a sua volta, pilota la rete RC composta da R6, R8, C1 e C2; le costanti di tempo RIAA di 3180 μs e 318 μs vengono fornite da questa rete. Il segnale viene poi fatto passare attraverso A3 e la rete RC da 75 μs. Il ripetitore di tensione A4 isola la sensibile combinazione RC dall'uscita. La curva di preaccentuazione RIAA del prototipo dell'ampiezza in funzione della frequenza è rappresentata nella *fig. 3*.

Costruzione - Per la maggior parte dei componenti, la costruzione della rete di preaccentuazione non è critica. Per il montaggio si può usare un circuito stampato od una basetta perforata. E' critica invece la tolleranza dei componenti contrassegnati con un asterisco nella *fig. 1*. Per ottenere le costanti di tempo desiderate, i valori di questi dispositivi devono essere simili il piú possibile a quelli specificati. Ciò non significa che si debbano spendere cifre elevate per l'acquisto di componenti di precisione, supponendo che si possano trovare, bensí è sufficiente acquistare componenti di tolleranza minore (per esempio, resistori e condensatori al 5%) ed usare piccoli potenziometri semifissi e compensatori, per una regolazione esatta, usando un analizzatore numerico o analogico di buona precisione. Per i migliori risultati è anche necessaria un'alimentazione bipolare stabilizzata da 15 V c.c.

Uso della rete di preaccentuazione - Per provare un preamplificatore fono, si colleghi un generatore di funzione a vobulazione di frequenza all'entrata della rete di preaccentuazione. Poi, mediante un corto pezzo di cavetto, si colleghi l'uscita della rete di preaccentuazione all'entrata fono e si osservi su un oscilloscopio l'uscita del preamplificatore. Si colleghino quindi l'uscita all'amplificatore verticale e l'uscita principale di vobulazione a denti di sega del generatore di funzione all'amplificatore orizzontale. Quando la gamma di vobulazione del generatore ed il circuito preamplificatore sono ben regolati, si otterrà sul tubo a raggi catodici un'immagine pittorica del responso "piatto" del preamplificatore.

Per misure MF, si possono seguire una o due tecniche; se si dispone di un generatore MF, si colleghi l'uscita vobulata del generatore di funzione all'entrata del generatore MF attraverso la rete di preaccentuazione MF, poi si colleghi l'uscita MF ai terminali d'antenna del sintonizzatore, osservando la uscita sull'oscilloscopio (usando gli amplificatori verticale ed orizzontale come sopra).

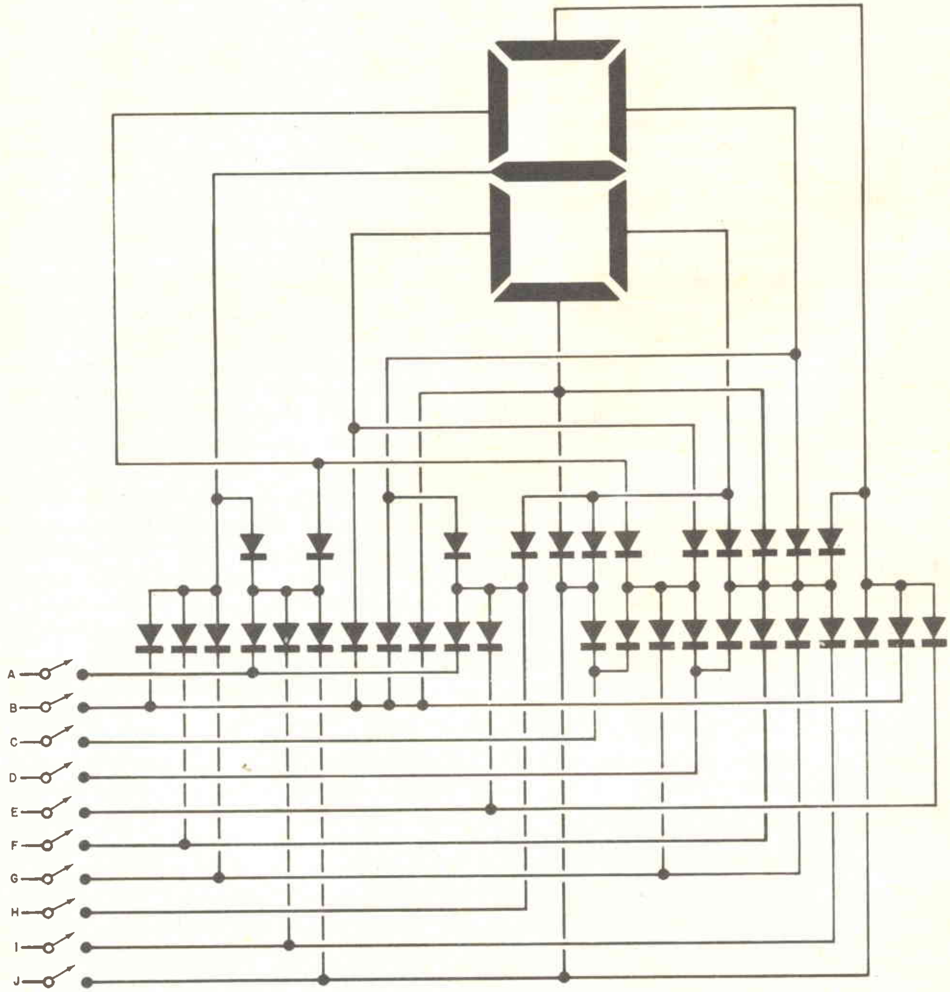
Se non si dispone di un generatore MF, si colleghi il generatore di funzione (attraverso la rete di preaccentuazione) all'uscita del rivelatore MF e cioè all'entrata della rete di deaccentuazione del sintonizzatore. Si dovrebbe poi osservare, all'uscita del sintonizzatore, un responso piatto fino a 15 kHz.

Livelli di segnale - La rete di preaccentuazione darà un'attenuazione di 30 dB a 1.000 Hz nel modo RIAA e di 5 dB nel modo MF. Ciò consentirà l'uso di un segnale pilota di alto livello senza ulteriori attenuazioni. Se si desidera un'attenuazione di 0 dB, si può semplicemente alzare l'uscita del generatore di funzione. Si può anche usare un amplificatore operazionale inserito nel jack d'entrata e con guadagno commutabile, scegliendo il resistore di controreazione per ottenere un guadagno di 5 dB o 30 dB rispettivamente per la MF e la RIAA. ★

QUIZ DEI CIRCUITI A LED

I sistemi di lettura numerica a sette segmenti con LED sono diventati una diffusa ed importante aggiunta a molti dispositivi elettronici; ma farli accendere non sempre è semplice. Per esempio, nel circuito che riportiamo, chiudendo uno degli interruttori (da A a J) e fornendo cosí ai segmenti la giusta tensione, apparirà una cifra differente.

Per valutare la vostra abilità nel seguire il circuito, provate a determinare quali saranno le cifre che compariranno rispettivamente ad ogni chiusura di uno dei dieci interruttori.



(Risposte: A - 4; B - 2; C - 6; D - 0; E - 7; F - 3; G - 8; H - 1; I - 9; J - 5.)

LABORATORIO TEST

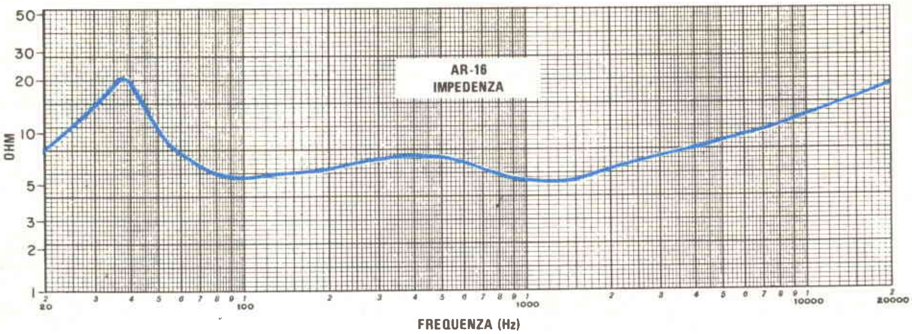
Sistema d'altoparlanti Acoustic Research AR-16



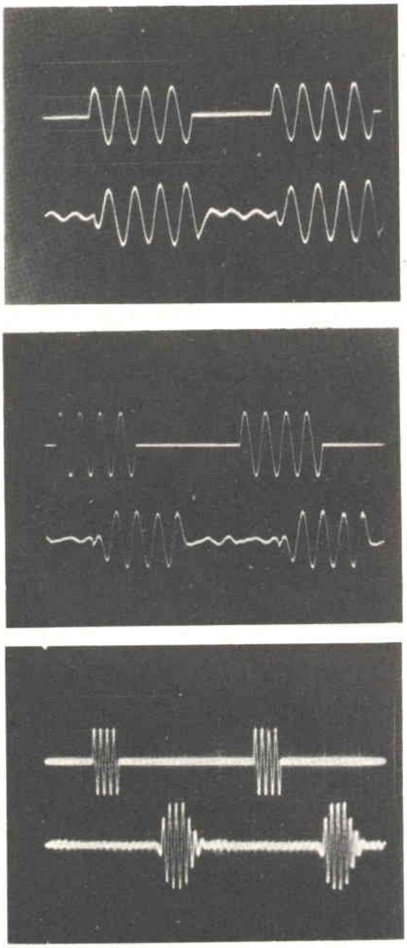
I tecnici della Acoustic Research hanno recentemente progettato alcuni nuovi sistemi d'altoparlanti che integrano, senza per il momento sostituirli, i piú vecchi e ben noti sistemi AR. Il piú piccolo ed il piú economico della nuova generazione di sistemi d'altoparlanti AR è il modello AR-16. Questo sistema a due vie veramente da scaffale ha un woofer a sospensione acustica da 20,3 cm che si incrocia a 1.300 Hz con un tweeter a cupola da 2,54 cm. Un commutatore nella parte posteriore del mobile fornisce un modesto aumento o diminuzione dell'uscita alle frequenze alte rispetto alla condizione normale o piatta.

Questo compatto sistema d'altoparlanti ha le dimensioni di 50 x 25 x 22 cm, pesa 9,5 kg e costa circa 150.000 lire (importatore Audio s.n.c. - strada Caselle 63, Leinì -Torino).

Descrizione generica - L'impedenza nominale del sistema AR-16 è di 8 Ω ed il rendimento è simile a quello di molti piccoli sistemi a sospensione acustica. La ditta costruttrice dichiara che il sistema d'altoparlanti fornisce un livello di pressione sonora (SPL)



La curva d'impedenza mostra un picco leggermente al di sotto della risonanza dichiarata del sistema.



Responsi agli impulsi sonori a 100 Hz (sopra in alto), a 1.300 Hz (in mezzo) ed a 10.000 Hz (in basso).

di 85 dB alla distanza di 1 m con potenza di eccitazione di 1 W. Anche se può essere usato soddisfacentemente con un amplificatore da 25 W per canale, questo sistema d'altoparlanti è stato progettato per sopportare l'uscita di un amplificatore da 100 W per canale, pilotato per tosare per il 10% del tempo con normale materiale programmatico musicale. Secondo la Acoustic Research, la risonanza all'aria libera del woofer è di 25 Hz e la risonanza del sistema è di 55 Hz.

Per ridurre al minimo gli effetti di diffrazione, che si possono avere quando gli altoparlanti sono distanziati dietro il pannello di montaggio e che possono produrre un responso polare irregolare, gli altoparlanti sono montati a livello della superficie frontale del pannello degli altoparlanti stessi. La parte anteriore è rifinita in accordo con il resto del mobile e gli altoparlanti sono ricoperti da una griglia di plastica asportabile acusticamente trasparente.

Misure di laboratorio - Il responso in frequenza del sistema d'altoparlanti è stato misurato nel campo riverberante del locale di prova ad una distanza compresa tra 3,7 m e 4,8 m dagli altoparlanti, su uno spettro di frequenze da 100 Hz in su. Il responso del woofer, fino a parecchie centinaia di hertz, è stato misurato con un microfono ravvicinato per simulare le condizioni anecoiche ed eli-

minare l'influenza dell'ambiente sulla misura. Unendo le due curve ed effettuando le correzioni per i responsi noti del microfono e dell'ambiente, si è ottenuto un responso in frequenza insolitamente piatto di ± 1,5 dB da 100 Hz a 15 kHz. Si è notata una punta di 3,5 dB alla risonanza bassa di circa 60 Hz. La variazione totale del responso è risultata impressionante: ± 2,5 dB da 30 Hz a 15 kHz.

Le misure sono state effettuate con il commutatore del tweeter disposto in posizione normale. Un'esaltazione od un taglio compresi tra 3 dB e 5 dB alle frequenze di circa 1,5 kHz sono stati misurati con il commutatore disposto nelle altre posizioni. Pilotando l'altoparlante con l'equivalente di 1 W su un carico di 8 Ω (2,8 V), la distorsione armonica totale (THD) sotto i 100 Hz era inferiore al 2% fino a 45 Hz ed aumentava gradualmente al 10% a 33 Hz ed al 20% a 26 Hz. Quando si è aumentato il livello di pilotaggio a 10 W, la caratteristica di distorsione aveva un andamento similare, ma i livelli effettivi di distorsione erano considerevolmente piú elevati. La distorsione misurata con 10 W era compresa tra il 3% e il 7% da 100 Hz a 45 Hz e saliva al 20% a 36 Hz.

L'impedenza del sistema era di circa 6 Ω nei punti minimi a 100 Hz e 1.300 Hz, ma era tipicamente compresa tra 6 Ω e 8 Ω su gran parte della gamma audio. Raggiungeva un picco di 20 Ω a 38 Hz, ben al di sotto della risonanza dichiarata che doveva essere di 55 Hz, e oltre i 2.000 Hz saliva gradualmente fino a raggiungere i 20 Ω a 20 kHz. La posizione del commutatore di livello del tweeter non influiva in modo significativo sull'impedenza.

Nella misura di "rendimento" (che in effetti è una misura di sensibilità) quando il sistema d'altoparlanti veniva pilotato ad un livello nominale di 1 W da un'ottava di rumore casuale centrata a 1 kHz, il livello di pressione sonora era di 91 dB alla distanza di 1 m dalla superficie frontale. Questo valore è leggermente superiore a quello che si è misurato in alcuni altri sistemi piú grandi a sospensione acustica, anche tenendo conto dell'aumento apparente di rendimento di 1,25 dB, dovuto al fatto che l'impedenza effettiva era di 6 Ω invece che di 8 Ω alla frequenza di prova.

Notando che nella curva di responso non vi era segno della frequenza di incrocio, si è esaminato attentamente il responso agli impulsi sonori nella regione di incrocio ed anche a frequenze piú basse e piú alte, ma non si è trovata traccia dell'anomalia che talvolta si ha nel responso agli impulsi sonori nel punto di incrocio. Gli impulsi sonori venivano riprodotti benissimo a tutte le frequenze.

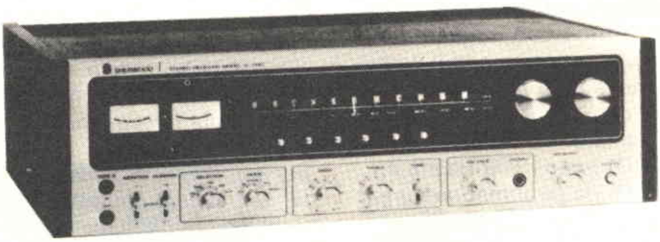
Commenti d'uso - Nella prova simulata d'ascolto tra musica dal vero e registrata, il modello AR-16 è apparso un riproduttore molto preciso in tutti i brani musicali usati per la prova. Le differenze tra la riproduzione ed il suono dal vero erano difficili da definire in termini di responso in frequenza. In generale prendevano la forma di una leggera "freddezza" o "siccità" alle frequenze piú basse della gamma media. E' in questa gamma di frequenze che il sistema d'altoparlanti era notevolmente libero dall'enfasi artificiale, che è fin troppo comune in altri sistemi.

Il suono proveniente dal modello AR-16 smentisce le sue dimensioni compatte. Non è sorprendente trovare un piccolo ed economico sistema d'altoparlanti che possa fornire un responso piano e ben disperso alle frequenze medie ed alte, ma ci si aspettava una certa debolezza dei bassi profondi; ciò invece non si è verificato, bensí si è constatato che il modello AR-16 può fornire bassi veri che riempiono tutto il locale d'ascolto.

Non è però un sistema d'altoparlanti che si possa far suonare cosí forte da far tremare i muri, a meno che non si vogliano accettare apprezzabili livelli di distorsione. La curva di distorsione a 10 W illustra chiaramente che, anche se il woofer non cede quando viene pilotato fortemente, il sistema non rende il meglio in queste condizioni. La Acoustic Research dichiara che un paio di sistemi modello AR-16, azionati da un amplificatore di potenza di 25 W per canale, produrrà un livello di pressione sonora di 103 dB in un tipico locale di soggiorno di 85 m^3. Pur se questa affermazione non è stata controllata con prove, si può affermare che il sistema d'altoparlanti in questione è in grado di fornire un suono pulito e piú forte di quello dal vero in un tipico ambiente domestico, senza nessuna colorazione evidente.

Il modello AR-16 è dunque una valida aggiunta alla serie produttiva della Acoustic Research; confrontandolo con i suoi predecessori, ci si rende conto che c'è stato un sostanziale progresso nelle prestazioni dei sistemi d'altoparlanti, progresso che nella maggior parte si è concretizzato in questi piccoli sistemi. ★

Ricevitore stereo Sherwood S-7910



Il ricevitore S-7910 è uno dei migliori apparecchi stereo prodotti dalla Sherwood; la sua potenza specificata è di almeno 60 W per canale su carichi di 8 Ω tra 20 Hz e 20 kHz con distorsione armonica totale (THD) inferiore allo 0,1%.

Il ricevitore ha parecchie interessanti caratteristiche: la possibilità offerta dal suo 4 CH ADAPTER (Adattatore a quattro canali) raddoppia le funzioni del circuito ascolto nastro e rende possibile il collegamento nel sistema di tre registratori. Il circuito adattatore è isolato per evitare interazioni con i due principali circuiti nastro ed è situato prima dei controlli di volume, bilanciamento e tono; questa sistemazione pare sia l'ideale per collegare un decodificatore Dolby per la ricezione MF, anche se il manuale di istruzioni per l'uso non fa menzione di ciò. Il sintonizzatore MF dispone di filtri FI ceramici a fase lineare, di un demodulatore multiplex PLL (circuito a blocco di fase) e di un "rivelatore numerico" ideato dalla Sherwood che non richiede mai allineamento ed è intrinsecamente altamente lineare e immune dai segnali modulati in ampiezza e al rumore. Anche se le informazioni fornite al riguardo sono scarse, sembra che il rivelatore numerico sia un rivelatore contatore a impulsi. Nel preamplificatore fono a tre stadi viene usato, come stadio d'entrata, un amplificatore differenziale.

Il ricevitore è largo 54 cm, profondo 40 cm e alto 15 cm; pesa 15,5 kg e viene fornito con mobile impiallacciato in noce.

Descrizione generica - La metà superiore del pannello frontale del ricevitore, di linea elegante, è dedicata alle scale di sintonia, agli strumenti indicatori di sintonia e alle grandi manopole di VOLUME e SINTONIA. Proprio sotto le scale di sintonia sono sistemati sei piccoli commutatori a pulsante che possono essere usati per cambiare la deaccentuazione MF da 75 μs a 25 μs per l'uso con un sistema Dolby esterno per la riduzione del rumore, per inserire e disinserire il silenziamento MF, per consentire al ricevitore di rispondere solo alle trasmissioni MF stereo, per inserire nel percorso del segnale un adattatore esterno a quattro canali e per inserire o escludere il circuito di compensazione d'altezza.

Sopra le scale blu di sintonia appaiono scritte illuminate in rosso per indicare l'entrata scelta e se la trasmissione che si sta ricevendo è MF stereo. Tra gli strumenti indicatori dell'intensità del segnale e di centro canale MF vi è un LED rosso che si accende quando un segnale MF è ben sintonizzato. Il commutatore SELETTORE ha posizioni per le entrate FONO 1, FONO 2, MF, MA e AUSILIARIA. Il commutatore di MODO consente la scelta fra uno dei due canali sinistro

o destro per la riproduzione attraverso entrambe le uscite, dello stereo normale e invertito, e del funzionamento mono (canale sinistro + destro). Il pannello di controllo è rifinito in oro satinato ed i gruppi di controlli che hanno attinenza tra loro sono racchiusi entro sottili linee nere.

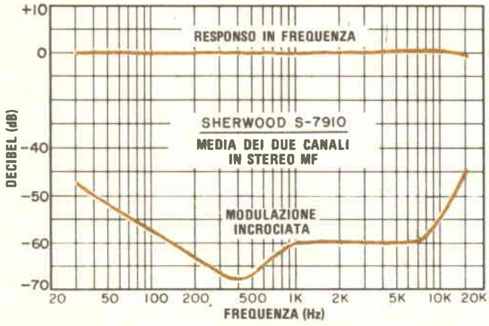
I controlli dei BASSI e degli ALTI sono entrambi a scatto con undici posizioni. Un commutatore a levetta è previsto per escludere completamente i controlli di tono. A destra dei controlli di tono vi sono il controllo di BILANCIAMENTO e un jack per cuffia stereo. All'estrema destra del pannello di controllo vi è il sistema di commutazione degli ALTOPARLANTI che attiva una delle due, entrambe o nessuna delle due coppie di uscite per altoparlanti. Se la seconda coppia di sistemi d'altoparlanti è situata nella parte posteriore del locale d'ascolto, la posizione ARS (Ambience Retreival System, e cioè sistema per il ricupero dell'ambiente) del commutatore degli altoparlanti collega questi ultimi in una configurazione di ricupero ambientale per simulare il suono a quattro canali con sorgenti a due canali. L'interruttore generale a pulsante è situato in prossimità del commutatore degli altoparlanti.

In basso a sinistra nel pannello sono collocati i controlli di ascolto nastro e di registrazione nastro. Il commutatore a levetta MONITOR può essere usato per collegare gli amplificatori del ricevitore alla riproduzione di uno di due registratori o alla sorgente di programma scelta. Un commutatore similare di DOPPIAGGIO collega i due registratori per registrare nastri dall'uno all'altro senza interrompere l'ascolto del programma scelto. Due jack fono stereo, sempre sul pannello frontale, sono collegati in parallelo con le entrate e uscite NASTRO 2 del pannello posteriore per consentire un agevole impiego di un registratore che non sia permanentemente collegato al sistema.

Nel pannello posteriore i vari jack d'entrata e uscita sono completati da jack separati PRE OUT e MAIN IN (Uscita preamplificatore ed Entrata amplificatore principale) che, in normale funzionamento, sono collegati insieme con un commutatore a slitta. Portando il commutatore nell'altra posizione, si apre il percorso del segnale per un accesso distinto alle uscite del preamplificatore ed alle entrate dell'amplificatore principale, di modo che una rete di incrocio attiva o un altro accessorio possono essere inseriti nel sistema. Uno zoccolo DIN riproduce le funzioni dei circuiti NASTRO 2.

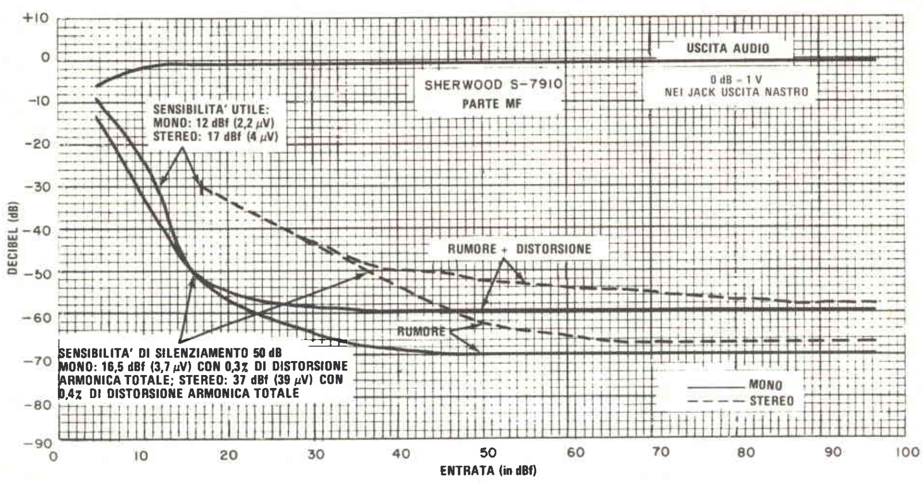
Un commutatore a slitta posto vicino ai jack FONO 2 consente la scelta fra tre sensibilità per adattare cartucce fono che hanno livelli di segnale d'uscita molto differenti (la sensibilità FONO 1 è pari alla sensibilità piú alta dell'entrata FONO 2). Terminali d'altoparlanti a molla eliminano la possibilità di cortocircuiti tra i fili in quanto richiedono l'inserzione del filo spellato entro piccoli fori del connettore. Oltre che dei terminali d'antenna MF da 75 Ω e 300 Ω ed un terminale per un'antenna MA a filo, il ricevitore è dotato di un'antenna MA a ferrite incernierata e imperniata. Vi sono tre prese rete accessorie, due delle quali soggette a interruzione.

I transistori d'uscita dell'amplificatore e gli altoparlanti sono protetti da un relé ad azione rapida il quale fornisce anche un ritardo di funzionamento di parecchi secondi. I transistori e i loro dissipatori di calore sono sistemati completamente dentro il ricevitore, in prossimità del pannello posteriore.



Media del responso in frequenza e della modulazione incrociata per entrambi i canali in MF stereo.

Misure di laboratorio - Dopo il consueto periodo di precondizionamento di un'ora a un terzo della potenza specificata, il pannello posteriore del ricevitore era molto caldo, mentre la parte superiore era solo tiepida. Le uscite tosavano a 74,4 W per canale su un carico di 8 Ω, con entrambi i canali pilotati a 1.000 Hz. Le uscite con carichi di 4 Ω e 16 Ω erano rispettivamente di 97 W e 46,6 W.



Curve di rumore e sensibilità per la parte MF.

La distorsione armonica totale (THD) degli amplificatori audio era bassissima: 0,005% a 0,1 W e meno dello 0,01% fino a 17 W d'uscita; all'uscita specificata di 60 W la THD era pari allo 0,022% e all'uscita di tosatura di circa 75 W era pari allo 0,13%. La distorsione per intermodulazione (IM) era compresa tra lo 0,022% e lo 0,033% da 0,1 W a 20 W, era dello 0,067% all'uscita specificata di 60 W e dello 0,1% a 75 W. All'uscita specificata, la THD risultava compresa tra lo 0,02% e lo 0,03% da 20 Hz a 7 kHz, mentre aumentava allo 0,071% a 20 kHz. A potenze d'uscita piú basse, la THD era inferiore a tutte le frequenze, tipicamente di circa lo 0,01% a frequenze e livelli di potenza utili.

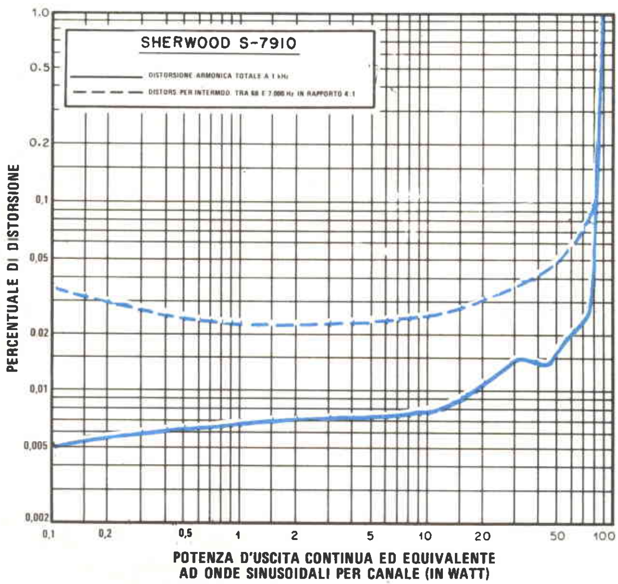
L'amplificatore richiedeva 66 mV all'entrata ausiliaria per sviluppare un'uscita di riferimento di 10 W, con un rapporto segnale/rumore (S/N) di 75,5 dB. Per un'uscita di 10 W, la sensibilità FONO 2 era 0,76 mV, 1,5 mV o 3,3 mV a seconda della posizione del commutatore di sensibilità nel pannello posteriore; per l'entrata FONO 1 era di 0,76 mV. Il rapporto S/N fono era 72,6 dB ed i punti di sovraccarico fono erano generalmente alti: 190 mV, 380 mV e 805 mV per le tre posizioni del commutatore di sensibilità.

I controlli di tono avevano una gamma piuttosto moderata: esaltazione massima da 8 dB a 9 dB e taglio di 13 dB alle frequenze estreme. Il controllo dei bassi di tipo Baxandall (a ritorno del segnale) aveva un punto di inflessione variabile che si spostava da meno di 100 Hz a circa 500 Hz a mano a mano che veniva portato verso i suoi estremi. Il filtro di taglio degli alti dimostrava un'apprezzabile pendenza di 12 dB per ottava, con il suo punto a -3 dB a 4,7 kHz; questo filtro si è dimostrato efficace nel ridurre il rumore con un effetto sorprendentemente scarso sul contenuto programmatico.

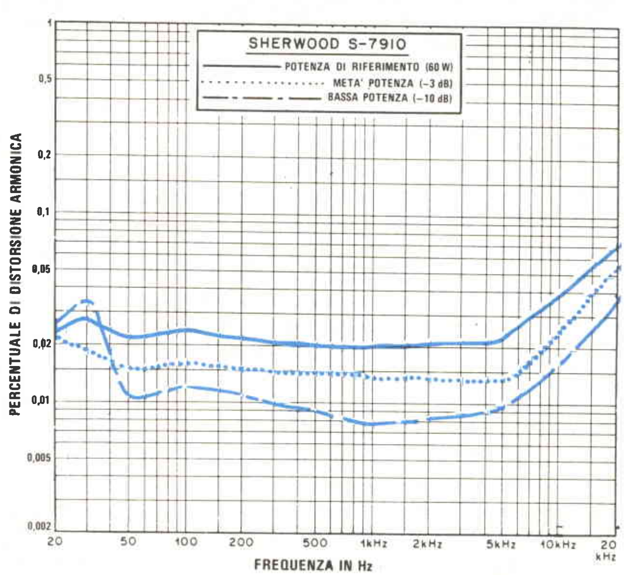
La compensazione d'altezza esaltava sia i bassi sia gli alti; i primi venivano aumentati al di sotto di 500 Hz fino ad un massimo di +11 dB al di sotto dei 50 Hz nelle piú ridotte posizioni del controllo di volume. L'equalizzazione fono RIAA era precisa entro +1 dB e -0,5 dB da 20 Hz a 20 kHz (entro ± 0,5 dB da 100 Hz a 20 kHz). L'induttanza della cartuccia aveva solo un leggero effetto sul responso in frequenza, con un aumento d'uscita (invece della solita diminuzione) che cominciava a circa 4 kHz e raggiungeva un massimo di solo 1 dB da 15 kHz a 20 kHz.

Il sintonizzatore MF aveva una sensibilità utile in mono di 12 dBf (2,2 µV), mentre in

stereo era 17 dBf (4 μV), valore che rappresentava anche la soglia per il funzionamento automatico stereo. La ripida curva di limitazione dava una sensibilità di silenziamento di 50 dB a 16,5 dBf (3,7 μV) in mono con distorsione armonica totale dello 0,3%, mentre in stereo era 37 dBf (39 μV) con distorsione armonica totale dello 0,4%. Con un'entrata di 65 dBf (1.000 μV) il rapporto segnale/rumore era 68,5 dB in mono e 66 dB in stereo, con livelli di distorsione rispettivamente dello 0,12% e dello 0,21%. La distorsione stereo con modulazione del 100% di entrambi i canali del generatore di segnale e ad un livello di 65 dBf era dello 0,38% a 100 Hz, dello 0,14% a 1 kHz e dello 0,1% a 6 kHz.



Distorsione armonica totale e distorsione per intermodulazione tra 60 Hz e 7.000 Hz.



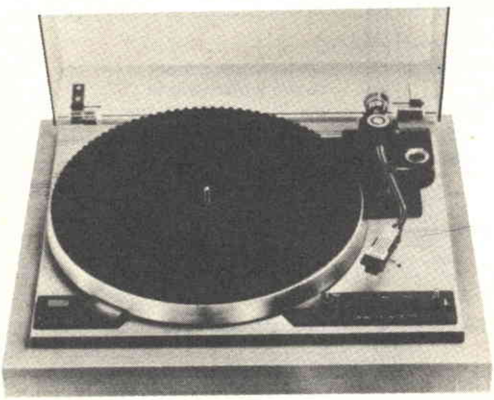
Distorsione armonica a tre livelli di potenza.

Il responso MF in frequenza era molto piatto su tutta la gamma; variava solo da +0,5 dB a -0,3 dB da 30 Hz a 15 kHz. La separazione tra i canali stereo era straordinaria: 60 dB o migliore da 135 Hz a 7 kHz; raggiungeva poi l'ottimo valore di 68 dB a 400 Hz ed era migliore di 45 dB su tutta la gamma da 30 Hz a 15 kHz. Il responso in frequenza MA, entro ± 1,5 dB da 20 Hz a 2,8 kHz e 6 dB al di sotto dei 3,7 kHz, era quello tipico della parte MA della maggior parte dei ricevitori.

Tra gli altri parametri di prestazione del sintonizzatore MF sono da notare un rapporto di cattura di 1,2 dB a 65 dBf con un'ottima reiezione MA di 73 dB; una reiezione immagine di 80 dB; una selettività con il canale alternato di 60 dB (con un responso perfettamente simmetrico intorno alla frequenza centrale, cosa piuttosto insolita nei sintonizzatori MF) ed una selettività con il canale adiacente di 5,8 dB. Le soglie di silenziamento e di stereo erano identiche a circa 17 dBf (4 μV). Nonostante il responso quasi perfettamente piatto fino a 15 kHz, l'infiltrazione della portante pilota a 19 kHz nelle uscite era un bassissimo -68 dB e il ronzio del sintonizzatore era -66 dB.

Commenti d'uso - Date le sue caratteristiche e le sue prestazioni complessive, il ricevitore mod. S-7910 può essere considerato un temibile concorrente nella classe dei ricevitori con prezzi medio-alti. Anche se in commercio sono reperibili ricevitori piú potenti a prezzi considerevolmente piú alti, la

Giradischi a



Il mod. DD75 è il primo giradischi a trazione diretta prodotto dalla Garrard. Compatto ed elegante, è un giradischi manuale a singola riproduzione relativamente economico; le sole concessioni all'automatismo sono il sollevamento del braccio a fine riproduzione dovuto ad una fotocellula posta sotto la piastra motore ed il fermo del motore.

Il giradischi viene fornito in una base di legno impiallacciato in tek cui è fissato un coperchio di plastica che si può lasciar aperto a qualsiasi angolo o che si può rimuovere completamente. Tutto il giradischi è sorretto da quattro piedini flessibili di gomma che lo isolano dalle vibrazioni esterne. Le velocità di funzionamento sono di 33 1/3 e 45 giri al minuto direttamente dall'alberino del motore servocontrollato in continua a otto poli, alberino che serve anche da perno per il disco.

Con il coperchio chiuso, il giradischi è largo 43,8 cm, profondo 37,8 cm e alto 15,9 cm; il peso è di 7,3 kg ed il suo prezzo di 250.000 lire circa (importatore per l'Italia Siprel - corso Roma 98 - Cologno Monzese (Milano).

Descrizione generica - Il piatto fuso e lavorato a macchina, di materiale non ferroso, ha un diametro di 30,5 cm e pesa 1,8 kg. Nella parte inferiore del piatto le marcature stroboscopiche sono illuminate internamente e si possono vedere da sopra il piatto attraverso un sistema di specchi ed una finestrella. Un controllo verniero della velocità (tonalità) permette una limitata gamma di regolazione della velocità stessa. Anche se per entrambe le velocità viene usata una sola manopola di controllo, vi sono marcature stroboscopiche distinte per le due velocità di funzionamento.

La tensione per il giradischi viene data e interrotta per mezzo di un interruttore a pulsante situato presso la finestrella di visione delle marcature stroboscopiche nella parte

maggior parte degli utenti difficilmente noterà la differenza. Certamente, una moderata potenza audio di 60 W essenzialmente esente da distorsione nell'intera gamma di frequenze è piú che sufficiente, anche per gli altoparlanti di piú basso rendimento, in un tipico ambiente domestico.

Tutti i controlli funzionavano molto dolcemente. Il silenziamento MF era positivo ed esente da transienti; la calibratura della scala era precisa, con un errore massimo di circa 100 kHz (meno della larghezza dell'indice). L'indicatore di sintonia con LED sembrava ripetere la funzione dello strumento di sintonia a centro canale. Il LED si accendeva solo quando l'indice dello strumento era centrato sulla scala, indicando una corretta sintonia MF; tuttavia, il LED è molto piú facile da vedere, specialmente a distanza.

Per quanto riguarda il suono, questo ricevitore non ha deluso in alcun senso; poiché la vera separazione tra i canali delle trasmissioni MF è di gran lunga inferiore alla capacità propria dell'apparecchio, è improbabile che qualcuno possa notare la separazione di 60 dB tra i canali, ma sicuramente non si sentirà mai modulazione incrociata. Con quasi tutte le cartucce che si possono usare, la posizione piú sensibile del commutatore fono sarà piú che adeguata per evitare sovraccarico d'entrata. Nella maggior parte dei casi, questo commutatore sarà usato per bilanciare i livelli delle parti fono e sintonizzatore; nessuna combinazione di cartuccia e disco può avvicinarsi ai limiti di sovraccarico del preamplificatore. ★

trazione diretta Garrard DD75

anteriore sinistra della piastra motore. Un LED rosso presso l'interruttore si accende quando viene data tensione.

La maggior parte degli altri controlli è raggruppata lungo la parte destra frontale del giradischi. Da sinistra a destra questi controlli sono: il controllo di tonalità, il pulsante selettore di velocità, i pulsanti ad azione momentanea di fermata e avviamento del motore e una piccola leva di sollevamento del braccio.

Il braccio, a forma di S, ha un contrappeso avvitato provvisto di una scala della pressione della puntina da 0 a 3 g, suddivisa ad intervalli di 0,5 g. Dopo aver bilanciato il braccio, la scala viene azzerata e tutto il peso viene ruotato per allineare la lineetta indicante la forza desiderata con la lineetta situata sul tubo del braccio.

Presso la base del braccio vi è una piccola scala della forza antipattinaggio con marcature distinte per puntine ellittiche e CD-4. Il supporto di riposo e il fermo del braccio sono situati nella parte anteriore, alla base del braccio.

Il supporto di plastica per la cartuccia si infila e si sfila all'estremità anteriore del braccio, la cui frizione viene specificata 15 mg sia orizzontalmente sia verticalmente. La pressione minima consigliata sul disco è di 0,75 g.

Misure di laboratorio - Installare e regolare una cartuccia fono Shure mod. M95ED nel braccio del giradischi è stata un'operazione molto semplice. Dopo aver bilanciato il braccio secondo le istruzioni fornite con il giradischi, si è notato che le calibrature della scala della forza di traccia erano esatte. L'errore di traccia era bassissimo per la maggior parte del disco, essendo compreso tra 0 e 0,33°/25 mm per raggi compresi tra 6,35 cm e 10,6 cm, ed aumentava ad un massimo di 0,7°/25 mm ad un raggio di 15,24 cm; verificandosi all'esterno del disco, questo non è un errore serio. L'errore potrebbe probabilmente essere ridotto regolando ancora l'inclinazione della puntina, ma si è preferito effettuare questa regolazione critica secondo le istruzioni fornite e ad occhio come farebbe qualsiasi altro utente.

La scala antipattinaggio, che può essere regolata mentre si riproduce un disco (caratteristica molto desiderabile) è stata disposta leggermente piú alta della forza di traccia per ottenere distorsione uguale in entrambi i canali. Adottando una forza di 1 g, è risultata ottima una forza antipattinaggio di 1,5 g. Il sollevamento del braccio è stato molto brusco, facendo rimbalzare la cartuccia e spo-

standone la posizione laterale. Tuttavia, quando la levetta di sollevamento è stata tenuta fermamente e spostata lentamente all'indietro invece di spostarla bruscamente come fosse un interruttore a levetta, il sollevamento si è rivelato lento e preciso; in entrambi i casi la discesa ben smorzata ha portato il braccio in basso senza spostamenti di posizione.

La capacità del braccio e del relativo cavetto è stata misurata in 100 pF, valore ideale per cartucce CD-4. La risonanza a bassa frequenza del braccio si è verificata a 8 Hz con un'ampiezza di 6 dB, valore vicino alla frequenza ottima per riprodurre dischi ondulati. Tuttavia, la risonanza era molto larga dando un'esaltazione di 7 dB al limite basso di 4 Hz del disco di prova, il che sembrerebbe negare alcuni di questi vantaggi.

A 33 1/3 giri al minuto, la gamma di regolazione della velocità del giradischi era compresa tra +0,8% e -3,5% ed a 45 giri al minuto tra +6,3% e -2,5%. Le velocità non sono cambiate con le variazioni della tensione di rete. Tuttavia, la visibilità dei segni stroboscopici è stata molto scarsa. Il rombo non appesantito è stato eccezionalmente basso: -38 dB comprese le componenti verticali e -44 dB con il responso verticale cancellato ponendo in parallelo le uscite della cartuccia. L'analisi spettrale ha rivelato che il rombo era soprattutto presente nella regione da 5 Hz a 10 Hz, accentuato probabilmente dalla risonanza del braccio. Il wow e il flutter combinati sono stati pari allo 0,065% (valore efficace non appesantito), mentre il flutter efficace appesantito è stato dello 0,05%. Questi valori non possono essere confrontati con il flutter di picco appesantito di 0,04% specificato dal fabbricante, a causa dei differenti sistemi di misura usati. Parimenti, il rombo specificato di -70 dB è basato sulla norma "B" DIN che dà una migliore lettura dell'appesantimento ARLL.

L'immunità del giradischi alle vibrazioni imposte alla sua base è stata media per un giradischi a trazione diretta. L'unico responso significativo si è avuto a 30 Hz, frequenza che è difficile sia eccitata dalla maggior parte degli altoparlanti; perciò, per tutti gli scopi pratici, il giradischi è isolato dalla possibilità di reazione acustica (molti giradischi hanno un significativo responso a frequenze di poche centinaia di hertz dando luogo ad un tipo di reazione ululata se vengono posti troppo vicini agli altoparlanti).

Commenti d'uso - Nonostante il suo prezzo non elevato (tenendo conto che si tratta di un giradischi a trazione diretta), il modello DD75 della Garrard è un eccellente giradischi; dovrebbe essere considerato come un giradischi puramente manuale anche se lo spegnimento automatico a fine riproduzione ha funzionato perfettamente (tuttavia, la tensione deve essere interrotta manualmente perché il funzionamento automatico interrompe solo la tensione al motore). Il bassissimo rombo non appesantito rende molto remota la possibilità di sovraccaricare l'amplificatore o gli altoparlanti con frequenze subsoniche.

Resta però qualche incertezza circa il dispositivo di spostamento del braccio anche se questo ha funzionato in modo eccellente quando è stato azionato con deliberazione. La tentazione di spostare bruscamente il controllo è forte (dal momento che si muove come un interruttore a levetta e le istruzioni non dicono nulla per dissuadere da questa azione) con il risultato di un rimbalzo e di uno spostamento eccessivo del braccio. Sotto gli altri aspetti il braccio si muoveva con dolcezza e difficilmente potrebbe essere migliore per cartucce di prezzo alto o medio come il mod. M95ED usato nelle prove (naturalmente, è ugualmente ben adatto a cartucce piú flessibili dal momento che nessuna cartuccia può essere usata a forze inferiori di 0,75 g, come specificato per il braccio).

Il coperchio può restare aperto ad angoli inferiori a 90° orizzontalmente, ma non ha alcun fermo oltre la verticale, dove invece si è manifestata la tendenza a cadere all'indietro. Se il giradischi viene posto vicino a un muro o ad un'altra superficie, ciò non costituirà certo un problema. Ma quando non vi è nessun fermo, il coperchio può ricadere all'indietro finché non trova il bordo posteriore della base (circa 135° dalla sua normale posizione chiusa). La rifinitura in tek chiaro differenzia notevolmente questo giradischi dai soliti apparecchi con basi nere o rifinite in noce.

Anche se vi sono parecchi giradischi a trazione diretta nella stessa gamma di prezzi del mod. DD75, quest'ultimo è abbastanza differente come stile e come "sensazione" nel maneggiarlo e ciò gli consente di meritare un posto a sé tra tutti gli altri. Le sue prestazioni totali sono tanto attraenti quanto il suo aspetto ed è uno dei giradischi piú facili da impiantare e da regolare. ★

RAGGI ELETTRONICI PER VEDERE L'INFINITESIMO

Le dimensioni dei circuiti elettronici si sono ridotte, negli ultimi dieci anni, con un ritmo rapidissimo: all'inizio degli anni '60, tre o quattro circuiti logici occupavano un supporto di $17 \div 30\ cm^2$; oggi è possibile integrare un migliaio di circuiti su una unica micropiastrina di silicio di pochi millimetri quadrati. Con l'ulteriore sviluppo della tecnologia attuale si potranno realizzare su una unica piastrina, entro pochi anni, fino a diecimila circuiti.

Questa miniaturizzazione ha, inoltre, comportato un drastico aumento della velocità operativa dei circuiti elettronici. La velocità massima di un dispositivo di commutazione coincide praticamente con il tempo necessario a caricare e scaricare una determinata capacità: quanto piú piccolo è il dispositivo, tanto minore è la sua capacità. Si consideri, inoltre, che il tempo necessario alla propagazione di un segnale da un circuito a quello adiacente rappresenta una porzione notevole del tempo totale di funzionamento dei circuiti logici di un elaboratore. La miniaturizzazione riduce ovviamente queste cause di "ritardo".

I rapidi progressi nella miniaturizzazione dei circuiti elettronici sono il risultato dello sviluppo di un insieme di processi di fabbricazione noti globalmente come "tecnologia planare al silicio". In questa tecnologia, circuiti complessi vengono realizzati sulla superficie di micropiastrine di silicio attraverso una serie di fasi successive.

La tecnologia planare al silicio ha subito rapidi perfezionamenti. Il costo di fabbricazione è all'incirca proporzionale all'area della piastrina di silicio sulla quale si opera, per cui quanto piú numerosi sono i circuiti integrabili in una data area, tanto minore è il costo di ciascun circuito.

Nei circuiti piú miniaturizzati, prodotti in laboratorio, questo procedimento si sta avvicinando ai limiti fissati dalla lunghezza d'onda della luce. Le dimensioni minime dei componenti dipendono dalla larghezza dei connettori metallici e sono di circa 1 millesimo di millimetro; la lunghezza d'onda della luce ultravioletta impiegata per tracciare questi connettori è di circa 0,4 millesimi di millimetro. Di conseguenza, se si vogliono tracciare linee piú strette di 1 millesimo di millimetro, la luce proiettata attraverso la maschera comincia a provocare fenomeni di diffrazione, cioè produce tutta una serie di linee invece di una linea unica. Il risultato è una "sfocatura" che impedisce di realizzare linee piú strette di un millesimo di millimetro qualunque sia la larghezza delle corrispondenti fessure della maschera.

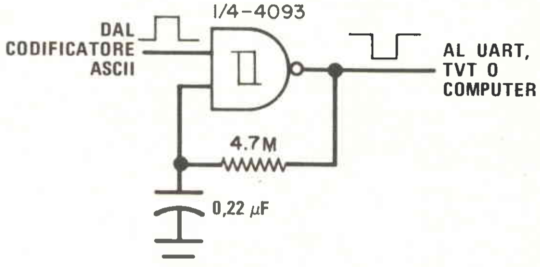
La "fotografia" elettronica - Diversi anni fa, un gruppo di ricercatori della IBM iniziò a considerare la possibilità di impiegare un raggio di elettroni per realizzare linee piú sottili e tracciati piú compatti di quelli possibili con la luce ultravioletta. Sebbene gli elettroni, come del resto i fotoni, abbiano comportamento sia corpuscolare sia ondulatorio, la loro lunghezza d'onda è talmente inferiore alle dimensioni delle strutture da tracciare che è impossibile provocare effetti di diffrazione ottica.

Oltre alla ridottissima lunghezza d'onda, gli elettroni presentano altri vantaggi potenziali rispetto alla luce. Data l'energia relativamente elevata che un raggio di elettroni possiede in confronto ad un raggio di luce, le lenti magnetiche necessarie per mettere a fuoco gli elettroni possono essere usate con aperture molto piccole cosí che la profondità focale risulta molto maggiore di quella di un sistema ottico paragonabile. Ciò appare nel modo piú evidente in fotografie eseguite mediante il microscopio elettronico a scansione che, sotto vari aspetti, assomiglia all'apparecchiatura inizialmente sviluppata dalla IBM. Vi è da considerare inoltre che l'apparecchiatura per la generazione di elettroni può essere utilizzata anche come microscopio a scansione.

Il controllo elettronico del fascio di elettroni offre, infine, la possibilità di generare e sottoporre a verifica i tracciati durante il ciclo di produzione del circuito, eliminando il notevole costo legato alla produzione delle maschere appositamente realizzate per i circuiti sperimentali. ★

6 CIRCUITI CMOS PER GLI SPERIMENTATORI

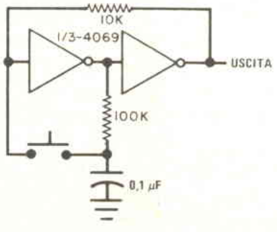
1 RIPETITORE AUTOMATICO DI TASTIERA



Questo circuito può essere aggiunto in genere a qualsiasi tastiera e codificatore ASCII per creare una semplice ed economica funzione ripetitrice. Nel circuito illustrato viene usata l'uscita positiva di un circuito integrato codificatore di tastiera per pilotare l'entrata negativa richiesta da molti UART e TVT.

Il segnale proveniente dal codificatore di tastiera è normalmente basso e perciò questo circuito ha un'uscita alta. Quando viene premuto un tasto, l'impulso positivo proveniente dal codificatore abbassa l'uscita del circuito per tutto il tempo in cui il tasto viene premuto. Tuttavia, se il tasto viene tenuto abbassato, il circuito fornirà uscite che si ripetono per tutto il tempo desiderato; ciò è comodo per movimenti di cursore, aggiunta di spazi, ecc. Tra il primo e il secondo impulso d'uscita vi è un ritardo di un secondo; in seguito gli impulsi saranno ripetuti alla frequenza di tre per secondo. Questo ritardo incorporato viene creato dal tempo iniziale di carica piú lungo del condensatore che viene seguito dal movimento piú veloce tra i punti superiore ed inferiore di eccitazione del trigger di Schmitt. Si può usare l'altra porta NAND del circuito integrato per cortocircuitare impulsi, od invertire un'entrata o un'uscita.

2 PULSANTE AD AZIONE ALTERNATA

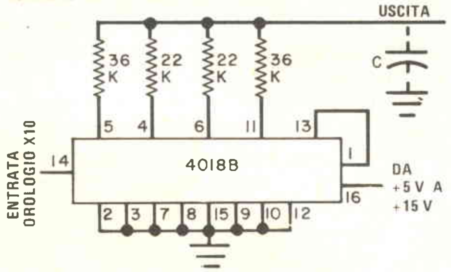


Ogni volta che l'interruttore a pulsante viene azionato, il circuito qui illustrato cambia il suo stato d'uscita. Premendo una volta, l'uscita è alta; se si torna a premere, l'uscita è bassa. Il funzionamento è affidabile ed il pulsante è completamente antirimbalzato.

Nonostante la sua apparente semplicità, questo è un flip-flop completo principale-secondario con la rete RC che è il principale e ricorda dove deve andare l'uscita; i due invertitori formano invece l'aggancio secondario.

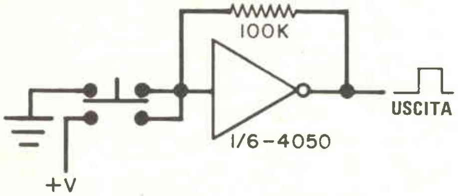
USANDO CIRCUITI INTEGRATI NUMERICI CMOS
SI POSSONO SEMPLIFICARE I PROGETTI,
RIDURRE I COSTI E LA POTENZA D'ALIMENTAZIONE.

3 GENERATORE NUMERICO DI ONDE SINUSOIDALI



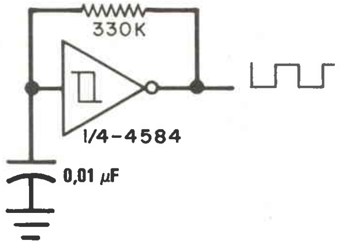
In questo circuito viene usata una frequenza orologio dieci volte maggiore della frequenza d'uscita voluta. Il contatore ad anello e la rete resistiva di somma produrranno all'uscita una forma d'onda anomala. Tuttavia, questa forma d'onda si può filtrare perché è essenzialmente un'onda sinusoidale con un po' della nona e dell'undicesima armonica. Si possono ignorare le armoniche oppure si può usare un condensatore (rappresentato tratteggiato nello schema) come filtro. Volendo, può essere impiegato un filtro attivo. L'uscita non filtrata oscilla per tutta la tensione di alimentazione, che può essere compresa tra 5 V e 15 V.

4 ANTIRIMBALZO PER CONTATTI



Se usati con logica pilotata da orologio, i contatti di pulsanti e commutatori devono essere "antirimbalzati", altrimenti il rimbalzo e il rumore del contatto produrranno segnali multipli. Il resistore di ritorno del segnale di questo circuito separatore non invertitore manterrà l'uscita nello stato o alto o basso. Il pulsante ad una via e due posizioni forza il circuito in uno stato o nell'altro, mentre l'aggancio mantiene il circuito in quello stato durante l'intervallo di antirimbalzo. Veramente, il resistore potrebbe essere eliminato e sostituito con un cortocircuito tra entrata ed uscita, ma ciò potrebbe imporre qualche sovracorrente all'alimentatore. Usando i sei separatori del circuito integrato si possono condizionare sei commutatori.

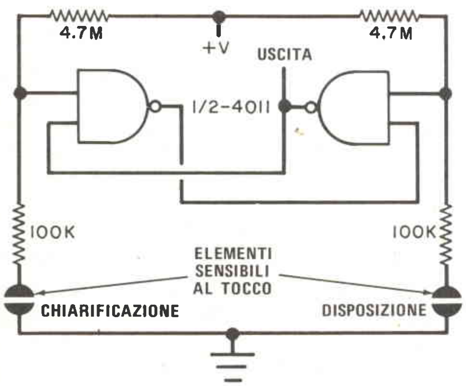
5 GENERATORE DI ONDE QUADRE



Con i valori specificati, questo circuito genera onde quadre alla frequenza di circa 1 kHz. Quando l'uscita del trigger di Schmitt è alta, il condensatore si carica alla tensione d'alimentazione attraverso il resistore; quando la tensione ai capi del condensatore raggiunge il punto superiore di innesco del trigger di Schmitt, l'uscita risulta bassa. Il condensatore si scarica poi attraverso il resistore e, quando la tensione ai suoi capi arriva al punto basso di innesco, l'uscita del trigger di Schmitt scatta alta ed il ciclo si ripete.

Il circuito si avvia con sicurezza e l'uscita oscilla per l'intero livello d'alimentazione, che può essere compreso tra 5 V e 15 V. La corrente d'alimentazione è tipicamente di 10 µA. Poiché la tensione ai capi del condensatore rimane sempre tra i due punti di innesco, non è necessaria una protezione d'entrata. La frequenza può essere variata modificando i valori del resistore e/o del condensatore.

6 AGGANCIO CONTROLLATO AL TOCCO



In questo circuito, se si cortocircuitano i contatti di disposizione con un dito l'uscita risulta alta; se poi si toccano i contatti di chiarificazione, l'uscita sarà bassa. In questo semplice flip-flop di disposizione-ridisposizione, i resistori da 4,7 MΩ mantengono alte le entrate delle porte NAND, le quali vengono disabilitate quando la resistenza del dito di circa 200 kΩ porta il circuito a bassa impedenza verso massa forzando il circuito a cambiare stato.

Gli elementi sensibili al tocco possono essere fatti con qualsiasi materiale conduttore, con un piccolo traferro tra i due elementi.

DAL SILICIO ALLA MICROELETTRONICA

I FET

2ª Parte

La storia del transistore ad effetto di campo (FET) è piú lunga di quella del transistore bipolare: l'effetto fisico su cui si basa (la variazione della conduttività elettrica di un semiconduttore sottoposto all'azione di un campo elettrico) era infatti già stato predetto nel 1930 da Sommerfeld. Nel 1931, in Gran Bretagna, era stato richiesto il primo brevetto, conferito poi nel 1939. La *fig. 1* mostra un dettaglio di questa domanda di brevetto: 1 e 2 sono gli elettrodi metallici fra i quali è bloccato il semiconduttore 3; una batteria genera una corrente che passa attraverso questo semiconduttore. Applicando una differenza di potenziale fra l'elettrodo 6 e il semiconduttore, si genera un campo elettrico e la corrente aumenta o diminuisce a seconda del segno della differenza di potenziale. Il campo elettrico, perpendicolare alla direzione della corrente, non agisce direttamente sui portatori di carica elettrica, ma varia le caratteristiche del semiconduttore e quindi influisce sulla corrente che scorre attraverso il semiconduttore stesso.

I famosi lavori di Shockley sul transistore ad effetto di campo sono stati pubblicati alla fine degli anni Quaranta, però solo nella metà degli anni Sessanta nei laboratori delle società produttrici di semiconduttori è iniziato lo sviluppo vero e proprio in vista dell'uso nei circuiti integrati. In quel periodo la tecnica dei semiconduttori bipolari aveva già raggiunto un livello di sviluppo assai elevato: la tardiva adozione del transistore FET per i circuiti integrati *(fig. 2)* è tanto piú sorprendente se si pensa che il transistore ad effetto

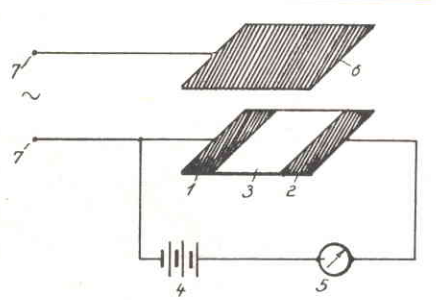


Fig. 1 - Particolare della domanda di brevetto del FET.

di campo ha una struttura molto piú semplice del transistore bipolare.

Un transistore FET viene realizzato con la tecnica planare. Fra due zone conduttrici si stabilisce un campo inverso ad elevato valore di resistenza, in modo da isolare tra loro la sorgente ed il collettore (che corrispondono agli elettrodi metallici 1 e 2 della *fig. 1*). Applicando una differenza di potenziale fra sorgente e collettore non scorre ancora alcuna corrente, ma si può influire con un campo elettrico generato dall'applicazione di una differenza di potenziale sull'elettrodo di comando, che è isolato dal semiconduttore con un sottile strato di quarzo. Iniziando con una differenza di potenziale bassa e aumentandola gradualmente, si nota che a un determinato valore di tensione la corrente inizia a passare fra sorgente e collettore. Questa tensione è chiamata "tensione di soglia" del FET.

Un transistore può trovarsi in due stati:

— sull'elettrodo di comando è applicata una tensione minore della tensione di soglia: non passa corrente *(fig. 3-a);*

— la tensione sull'elettrodo è maggiore della tensione di soglia *(fig. 3-b):* cariche negative (elettroni) scorrono lungo la superficie limite semiconduttore-ossido. Il silicio conduttore di tipo *p* diviene conduttore di tipo *n*, cioè fra sorgente e collettore si forma un canale conduttore di tipo *n* nel quale può passare una corrente; quanto maggiore è la corrente sull'elettrodo di comando, tanto maggiore diviene anche questa corrente. Grazie alle suddette caratteristiche il transistore FET può essere utilizzato come interruttore o come amplificatore.

Nel transistore ad effetto di campo la corrente è dovuta solo ad un tipo di portatori di carica: elettroni (canale *n*) o buchi (canale *p*); il FET fa cosí parte dei transistori unipolari. Nei transistori bipolari, invece, si hanno sia portatori di carica positiva (buchi) sia portatori di carica negativa (elettroni), la cui interazione si svolge in modo notevolmente piú complicato.

Un confronto fra il transistore bipolare e il FET può chiarire i diversi modi di funzionamento.

- Se si osservano le sezioni di un transistore bipolare e di un FET *(fig. 4)*, si rileva

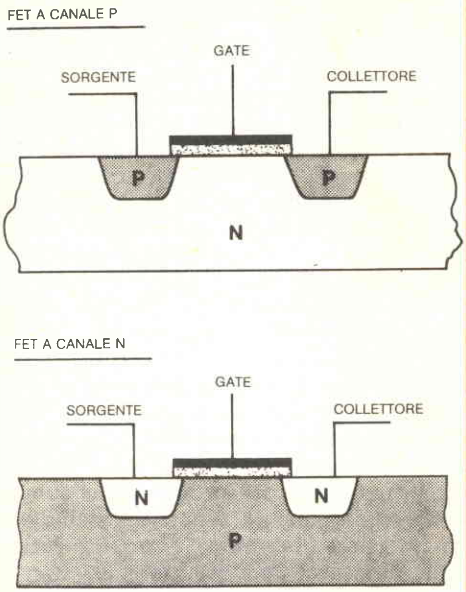


Fig. 2 - Tipi di transistori FET.

che quest'ultimo ha una struttura sostanzialmente piú semplice: la sua produzione richiede quindi un numero minore di fasi produttive. Ad esempio, le fasi nelle quali il semiconduttore viene riscaldato ad una temperatura di circa 1.000 °C sono dieci per il transistore bipolare, mentre sono la metà per il transistore FET.

● Nella produzione dei circuiti integrati i singoli componenti devono essere isolati tra loro sulla piastrina di silicio. Nel transistore bipolare si utilizza uno strato isolante *p* e il transistore *n-p-n* è cosí completamente circondato da silicio *p*. Nel transistore ad effetto di campo questo isolamento esiste già naturalmente, la corrente scorre nel FET di tipo *n* sempre e solo in zone *n* circondate da silicio *p*. Pertanto non è necessaria una fase produttiva supplementare per creare l'isolamento.

● Confrontando le velocità di commutazione, il transistore bipolare è in vantaggio: scatta, infatti, in tempi sostanzialmente piú brevi rispetto al FET. Il transistore FET viene cosí impiegato principalmente per circuiti di memoria.

Nel 1966 la IBM ha iniziato lo sviluppo di circuiti integrati basati sulla tecnologia dei transistori FET instaurando una collaborazione tra il Laboratorio di Boeblingen, in Germania, ed il Centro di Ricerca "Thomas J. Watson" di Yorktown Heights, vicino a New York. Questo lavoro di sviluppo è iniziato in data cosí recente (e non solo da parte della IBM) per motivi di carattere tecnologico: solo in quel periodo la tecnica dei semiconduttori aveva infatti raggiunto il livello richiesto per affrontare la produzione di circuiti basati sui transistori FET. Il vero e proprio problema tecnologico di questi transistori deriva dal fatto che i processi fisici avvengono sulla superficie del semiconduttore. Per i transistori FET viene richiesta un'estrema purezza del materiale, perché la superficie è molto piú soggetta a deterioramenti per contatto con varie impurità ed agenti inquinanti.

Durante il processo produttivo, sulla superficie si depositano le impurità presenti nei prodotti chimici gassosi e liquidi, che influiscono in modo sostanziale sulle caratteristiche elettriche del componente. Parlando di

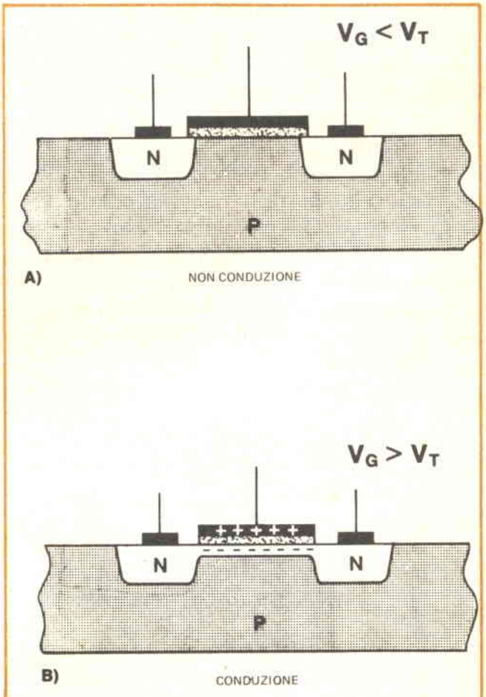


Fig. 3 - I due stadi di un transistore FET.

"impurità" bisogna notare che si tratta di quantità cosí basse da non poter essere individuate con i normali metodi chimici: ad esempio, prima della formazione dello strato di ossido sotto l'elettrodo di comando, la superficie della zona del canale viene a contatto con acido fluoridrico, il quale contiene sempre tracce di arsenico proprio per il modo con il quale è ottenuto. Questo tipo di inquinamento è serio in quanto l'arsenico che si deposita sul semiconduttore fa parte, insieme al fosforo, delle sostanze usate per "drogare" un semiconduttore in modo da trasformarlo in un conduttore di tipo *n*. Per evitare la contaminazione si deve impiegare acido fluoridrico depurato, tale da contenere meno di una parte di arsenico su cento milioni; è poi necessario un controllo regolare e costante con i piú moderni metodi d'analisi per determinare ed eliminare le cause delle impurità.

Non solo il semiconduttore, ma anche gli ossidi sulla sua superficie sono sensibili alle impurità: per esempio, gli ioni presenti nell'ossido possono influire sulle caratteristiche elettriche del semiconduttore. Gli ioni alcalini positivi (come il sodio) che si trovano nel sottile strato di ossido fra elettrodo di comando e canale, inducono sull'elettrodo di comando lo stesso effetto di una tensione positiva e generano un canale di tipo *n*. In tal modo il transistore è "on" anche se sull'elettrodo di comando non è applicata una tensione positiva. Piccolissime quantità di sodio sono già sufficienti a produrre questo effetto e sono finora falliti gli sforzi per evitarne la presenza nell'ossido. Si è quindi dovuta seguire un'altra via: se non si potevano evitare gli ioni positivi, era necessario fissarli e schermarli applicando sull'ossido uno strato molto sottile di vetro al fosforo.

La presenza di questi ioni nell'ossido è uno dei problemi piú difficili nella tecnologia FET. Altri problemi si presentano nel processo produttivo: ad esempio, la tensione di soglia di un transistore FET dipende in larga misura dallo spessore dell'ossido sotto l'elettrodo di comando. Poiché è richiesta una severissima tolleranza della tensione di soglia, lo spessore dell'ossido dev'essere estremamente preciso: la specifica è di 70 nm ± 2,5 nm (a titolo di confronto, ricordiamo che il diametro di un atomo è di 0,5 nm e che 1 nm = 1 milionesimo di millimetro). Queste tolleranze e questi valori richiedono un rigoroso controllo dei processi produttivi

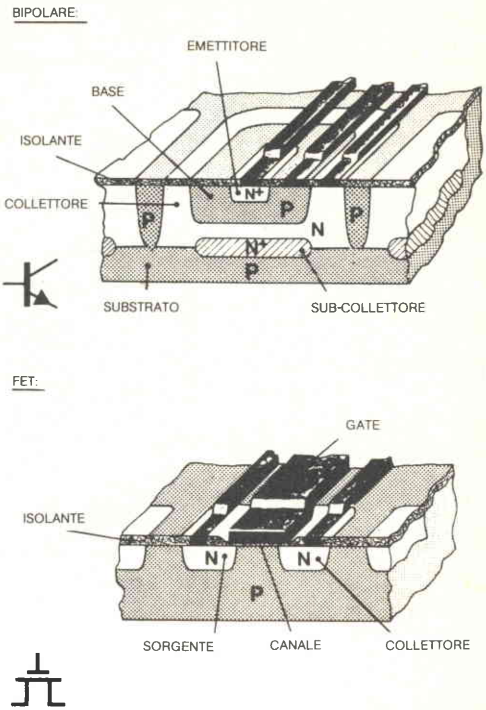


Fig. 4 - Sezioni di transistori bipolari e FET.

e un procedimento che consenta di misurare spessori di pochi strati atomici: la tecnica ha messo a disposizione un apparecchio, l'elissometro, con cui si può ottenere questa precisione.

Il vantaggio che deriva dalla struttura piú semplice, caratteristica del transistore FET, è parzialmente eliminato dalle difficoltà dei singoli processi produttivi, che devono essere controllati con estremo rigore. Nel 1967 si è dovuta prendere una difficile decisione dato che esistono FET di tipo *n* e FET di tipo *p*. Il tipo *n* ha tempi di commutazione piú brevi, perché la mobilità degli elettroni è maggiore di quella dei buchi. Il tipo *p*, in compenso, presenta un altro vantaggio particolarmente importante per i circuiti integrati: la stabilità; esso cioè risulta meno sensibile alle impurità superficiali e comporta quindi processi produttivi meno difficili, parametri elettrici piú uniformi, miglior comportamento sui tempi lunghi.

La IBM ha deciso di propendere per il componente di migliore qualità, anche se piú

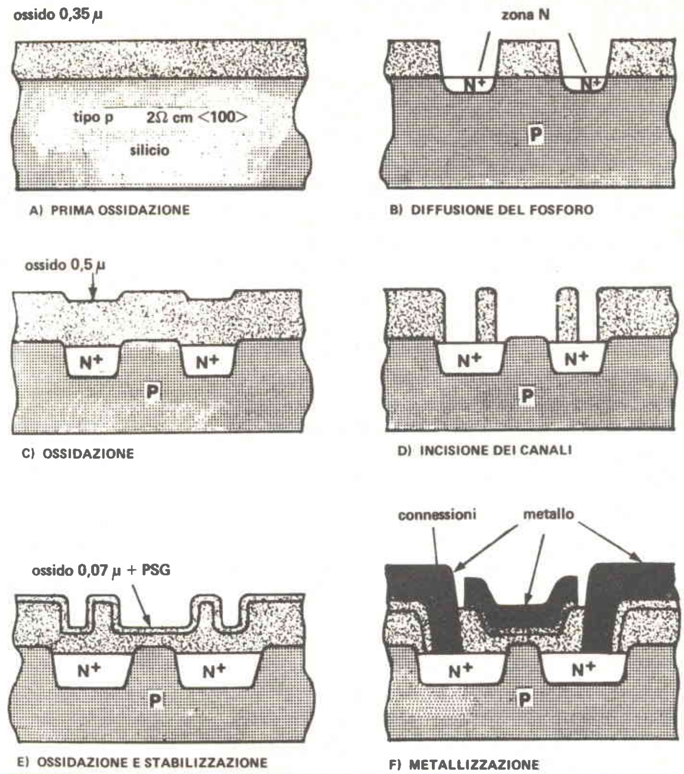


Fig. 5 - Fasi produttive di un transistore FET a canale n.

complicato da produrre e, come si è dimostrato in questi anni, la decisione è stata giusta. Le altre case costruttrici, con il FET di tipo *p*, hanno scelto la via piú sicura, ma molte di esse negli ultimi anni sono passate dal transistore di tipo *p* a quello di tipo *n*.

Le piú importanti fasi produttive di un transistore FET di tipo *n (fig. 5)* sono le seguenti:

— il semiconduttore di tipo *p*, con resistenza specifica di 2 Ω/cm, viene ossidato in ossigeno a circa 1.000 °C, in modo che sulla sua superficie si formi uno strato di ossido spesso 0,35 micron *(fig. 5-a)*;

— con procedimenti fotolitografici, in corrispondenza dei punti in cui si desidera creare sorgente e collettore, si "apre" l'ossido e si introduce fosforo *(fig. 5-b)*;

— mediante una nuova ossidazione, lo spessore dell'ossido cresce a 0,5 micron ed il fosforo si diffonde nel semiconduttore *(fig. 5-c)*.

Le fasi successive servono a formare l'elettrodo di comando; esse sono le seguenti:

— si toglie l'ossido dalla zona del canale e dai contatti verso la sorgente ed il collettore; questa è la fase critica nella quale sulla superficie può separarsi arsenico *(fig. 5-d)*;

— durante un'ulteriore ossidazione si fa crescere l'ossido (spesso 0,07 micron) nella zona del canale, e successivamente si applica un sottile strato di vetro al fosforo che blocca gli ioni di potassio *(fig. 5-e)*;

— aperti alcuni "fori" di contatto verso sorgente e collettore, si applica per evaporazione uno strato di alluminio per realizzare i contatti con il silicio, collegare tra loro gli elementi circuitali e formare l'elettrodo di comando; infine l'intero circuito viene ricoperto con uno strato di quarzo per proteggerlo dalle influenze ambientali *(fig. 5-f)*.

In conclusione, le caratteristiche e le dimensioni di un transistore FET di tipo *n* sono le seguenti: lunghezza del canale 3,5 micron; spessore dell'ossido 70 micron; profondità di diffusione 2 micron; tensione di soglia 0,3 ÷ 1,0 V; transconduttanza 32 $\mu A/V^2$.

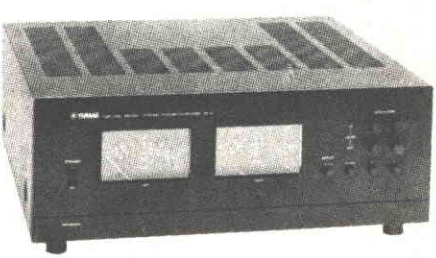
★



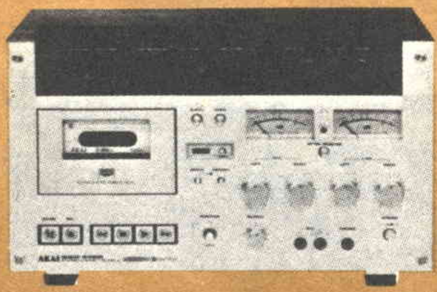
panoramica STEREO

Allestita qualche tempo fa, la mostra americana dei prodotti elettronici Hi-Fi destinata al largo consumo è stata una rassegna di alto livello. I maggiori produttori del settore (Pioneer, Marantz, Kenwood, Sansui, ecc.) hanno presentato alcuni dei loro piú recenti e preziosi modelli, ma c'erano anche, per continuare una serie iniziata l'anno precedente, alcuni prodotti e componenti meno sofisticati, naturalmente ad un prezzo minore. Per quanto riguarda i prodotti ad alto livello, particolarmente interessanti sono stati i ricevitori e gli amplificatori integrati ed anche alcuni preamplificatori e amplificatori di potenza. Per esempio, la principale presentazione della Yamaha è stato il modello B-2 da 100 W per canale; si tratta di un amplificatore V-FET derivato dal piú potente modello B-1. Il modello 5M21 della Luxman, con la stessa potenza caratteristica, è ovviamente un discendente degli amplificatori di potenza maggiore prodotti dalla stessa ditta. Inoltre, entrambi i fabbricanti hanno presentato preamplificatori adatti ai loro amplificatori ad un prezzo inferiore a quello dei precedenti.

Tendenze e temi - Come già detto, la mostra suddetta si è rivelata di alto livello, soprattutto per quanto riguarda i giradischi a trazione diretta; difficilmente infatti una delle maggiori serie di giradischi non includeva almeno un giradischi di questo tipo. I migliori tra i giradischi a trazione diretta derivano ora le loro frequenze di riferimento da oscillatori a cristallo di quarzo e i loro servomeccanismi impiegano circuiti a blocco di fase. In questa mostra, la Technics, la JVC e la Sansui avevano tutte modelli di giradischi



Amplificatore di potenza Yamaha mod. B-2.



Registratore a cassette Akai mod. GXC-570D.

con queste caratteristiche.

Apparentemente, i giradischi a cassette con tre testine stanno ritornando improvvisamente alla ribalta. Finora, sembra che un serio problema di allineamento del nastro abbia ostacolato una larga disponibilità di tali apparecchi; questo problema sta nel fatto che qualsiasi significativa spaziatura tra le testine di registrazione e di riproduzione conferisce al sistema relativamente rozzo di guida del nastro della cassetta molte possibilità di far deviare il nastro. E poiché nessuna cassetta è (in teoria) esattamente uguale ad un'altra, non si poteva prevedere quale genere di errore di azimut la deviazione avrebbe introdotto. Persino capovolgendo la cassetta per usare l'altro suo lato si può spesso alterare in modo significativo l'allineamento.

I modelli 1000 e 700 della Nakamichi, già da alcuni anni in commercio, avevano adottato il primo rimedio pratico a questo inconveniente: un sistema di avviso di allineamento che consentiva di rimettere a posto l'azimut della testina di registrazione rapidamente e con precisione per ciascun lato della cassetta. Qualche tempo dopo, la Hitachi presentò un registratore, il D/3500, con un sistema completamente nuovo: le testine di registrazione e di riproduzione erano poste cosí vicine tra loro che qualsiasi deviazione del nastro nel piccolo spazio che separava i due traferri era quasi impossibile. Infatti i traferri erano tanto vicini tra loro che potevano persino avere in comune il cuscinetto di pressione del nastro. Questa innovazione stimolò altri fabbricanti di registratori a cassette, i quali avevano pensato che le regolazioni dell'azimut erano un po' troppo arcane e costose per attirare un mercato apprezzabile. Per prima agí in questo senso la Fisher che ora dispone di tre modelli che sfruttano questo sistema. La Akai ha usato lo stesso sistema anche nel suo modello GXC-570D. La Teac ha adottato tale soluzione per il suo nuovo registratore a tre testine mod. 860. Sul suo pannello frontale, il mod. 860, invece delle regolazioni dell'azimut, ha controlli continui di polarizzazione e di equalizzazione ed anche elaborate possibilità di mescolazione.

Pochi fabbricanti hanno continuato ad adottare testine di registrazione e di riproduzione distinte e distanziate. Tra essi vi è la Tandberg, il cui modello TCD 330 ha una regolazione dell'azimut della testina di registrazione, con uno strumento che indica il giusto allineamento. Anche il modello C-2003 della Lenco ha testine distanziate, ma sembra che non esista alcuna speciale possibilità di allineamento.

Nel campo degli altoparlanti, sono stati presentati moltissimi prodotti, progettati per essere coerenti in fase, seguendo la guida fornita (con diverse metodologie) dalla Ohm, dalla Dahiquist e dalla B e O. Il sistema piú comune è ovviamente la configurazione su piani diversi. In altre parole, se il tweeter è un po' piú veloce del woofer nell'emettere il suono, basta porre il tweeter un po' piú distante dall'ascoltatore, con il risultato che ciascun altoparlante ha il suo proprio piano di montaggio. Un buon esempio di questa soluzione è offerto dal B e W DM6 inglese, come anche il sistema da pavimento KEF, anch'esso realizzato da una ditta inglese. Per quanto riguarda gli Stati Uniti, l'"Anthem Array" della Audioanalyst, il Vector One della Jennings Research e il "Time Align" TA-12 della Paradox (che nell'aspetto ricorda molto il prodotto della B e W) adottano tutti questo sistema. Persino le ditte giapponesi (dalla Technics alla Panasonic) hanno dimostrato interesse a questo sistema introdotto nella "Serie Professionale". Il modello principale della serie, il SC-9000, è veramente interessante: è dotato di quattro grandi woofer e tre enormi trombe per le frequenze medie e alte e sembra tanto potente da essere in grado di distruggere piccoli insetti.

Amplificatori nuovi o vecchi? - Si è notata una tendenza verso gli amplificatori in

classe A da parte di alcuni dei piú moderni fabbricanti di prodotti elettronici (Stax, Mark Levinson e alcune altre ditte meno note); tuttavia, il guadagno ridotto e il rendimento relativamente scarso del funzionamento in classe A hanno reso l'idea poco pratica in un mercato competitivo nel campo della potenza. Perciò hanno avuto finora il sopravvento la classe AB o una classe ad essa vicina; ma la mostra ha evidenziato che alcuni progettisti possono trarre il meglio abbinando i due sistemi.

Nel ricevitore SR/903, la Hitachi ha presentato un esemplare di un amplificatore in classe G, in cui viene impiegato l'equivalente di due parti d'uscita in push-pull, una delle quali cura i segnali di piccola ampiezza, mentre l'altra viene commutata per ampi transienti. Se i particolari del progetto, appena abbozzati al tempo della mostra, sono stati interpretati correttamente, le due parti sono polarizzate in modo differente consentendo alla parte a bassa uscita di avvicinarsi al funzionamento in classe A ed alla parte ad alta uscita di funzionare in modo molto efficiente. Questo progetto ricorda il circuito Shama dell'amplificatore Mattes della metà degli anni Sessanta, anche se la configurazione attuale del circuito è, naturalmente, differente. Con 75 W continui per canale, il ricevitore Hitachi non ha una grande potenza (considerati gli standard attuali), ma questa potenza viene fornita in dimensioni e prezzo competitivi, con alcune interessanti caratteristiche tecniche.

Il modello 620 della Nakamichi, un amplificatore di potenza da 100 W per canale, pare funzioni in classe B. Naturalmente la classe B, efficiente com'è, presenta distorsioni nel filtro di incrocio o altri inconvenienti se il progettista non è molto attento. Ma questo amplificatore ha un livello di distorsione percentuale garantito dello 0,005%. Apparentemente (anche qui i particolari erano appena accennati al momento della mostra) agli inconvenienti della classe B si è posto rimedio per mezzo di un circuito di controllo della polarizzazione accuratamente progettato. In ogni caso il modello 620 è certamente compatto abbastanza per avvalorare le dichiarazioni del suo funzionamento ad alto rendimento e, nello stadio d'uscita vengono usati solo due transistori per canale. Si dice anche che in un altro amplificatore presentato, il modello PZ3 della Audionics, venga usato un circuito di controllo di spostamento della polarizzazione.

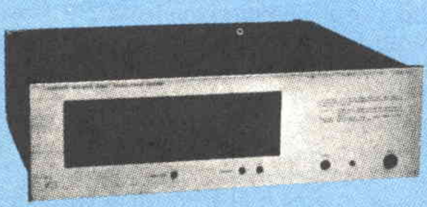
La Elcassetta - La Elcassetta differisce principalmente dalla cassetta Philips per il fatto che è considerevolmente piú larga in quanto usa nastro da 6,4 mm con una velocità del nastro di 9,5 cm/s. Inoltre, la guida del nastro non dipende dalla cassetta; infatti il nastro è prelevato dalla cassetta sotto forma di una spira di modo che, per il suo trasporto e allineamento, sono responsabili solo le guide interne e gli elementi di tensione del



Radioricevitore Hitachi mod. SR 903.



Registratore a cassette Teac mod. 860.



Amplificatore di potenza Luxman mod. 5M21.

nastro del registratore.

Sotto questi aspetti, la Elcassetta assomiglia alla Unisette BASF, la quale però non è finora reperibile in commercio; tuttavia, mentre l'Unisette era prevista per scopi professionali, la Elcassetta è destinata al largo consumo.

Alla mostra erano visibili quattro tipi di registratori che possono registrare e riprodurre Elcassette: i modelli EL-7 e EL-5 della Sony, un modello di lusso Technics e un prototipo Teac. I registratori Sony erano a tre testine e tre motori (tipo EL-7) e a due testine e un solo motore (tipo EL-5). Lo stravagante modello della Technics aveva quattro motori a trazione diretta (due nel sistema di trascinamento del nastro a doppio perno) e quattro testine (la quarta per la stretta pista di controllo prevista al centro del nastro Elcassetta).

Nessuno dubita che la Elcassetta possa superare la cassetta Philips per quanto riguarda le dimensioni; ma ci si chiede: questa superiorità misurabile si tradurrà in una superiorità udibile ? In altre parole, è possibile che la cassetta Philips, dopo tanti anni di perfezionamenti, sia diventata cosí eccezionale da competere con qualsiasi altra sorgente programmatica ad alta fedeltà, la Elcassetta e persino le bobine di nastro aperte ad alta velocità, per certi tipi di materiale programmatico ? E se non lo è diventata, non è probabile che lo diventi nel prossimo futuro ovviando alla necessità di un'altra qualità di nastro a cassette ?

In un prossimo futuro queste domande dovrebbero avere una risposta; nel frattempo, è vero che la Elcassetta non deve affrontare le restrizioni sui quattro canali che hanno invece ostacolato la cassetta Philips. Ma se questo deve essere un fattore da considerare, ci si deve chiedere se l'interesse che apparentemente svanisce nella quadrifonia giustificherà l'offerta di qualche fabbricante di Elcassette a quattro canali.

Una domanda che ci si può fare infine sulla Elcassetta concerne il nastro stesso. Chi fornirà Elcassette e in quale forma ? Naturalmente, la Sony è già pronta ed offrirà un nastro a basso rumore come la Ferrichrome (pare si tratti del primo nastro da 6,4 mm che appare sul mercato). Tuttavia, le posizioni degli altri fabbricanti di nastri non sono ben delineate.

Infine, un'altra questione: il registratore Technics ha posizioni commutabili per la polarizzazione e l'equalizzazione di nastri al biossido di cromo anche se la Sony non ha annunciato una Elcassetta al biossido di cromo e, per il momento, c'è qualche dubbio che lo faccia. In quale misura potrebbe la Elcassetta venire coinvolta nella controversia attualmente in corso tra biossido di cromo e ossido di ferro ?

Qualunque cosa avvenga, la Elcassetta promette di essere un superbo, anche se piuttosto costoso, sistema a nastro; ma certamente non sarà gradito a tutti. ★

ANTENNE A QUADRO AD UNA LUNGHEZZA D'ONDA

Varianti adatte per una stazione dilettantistica

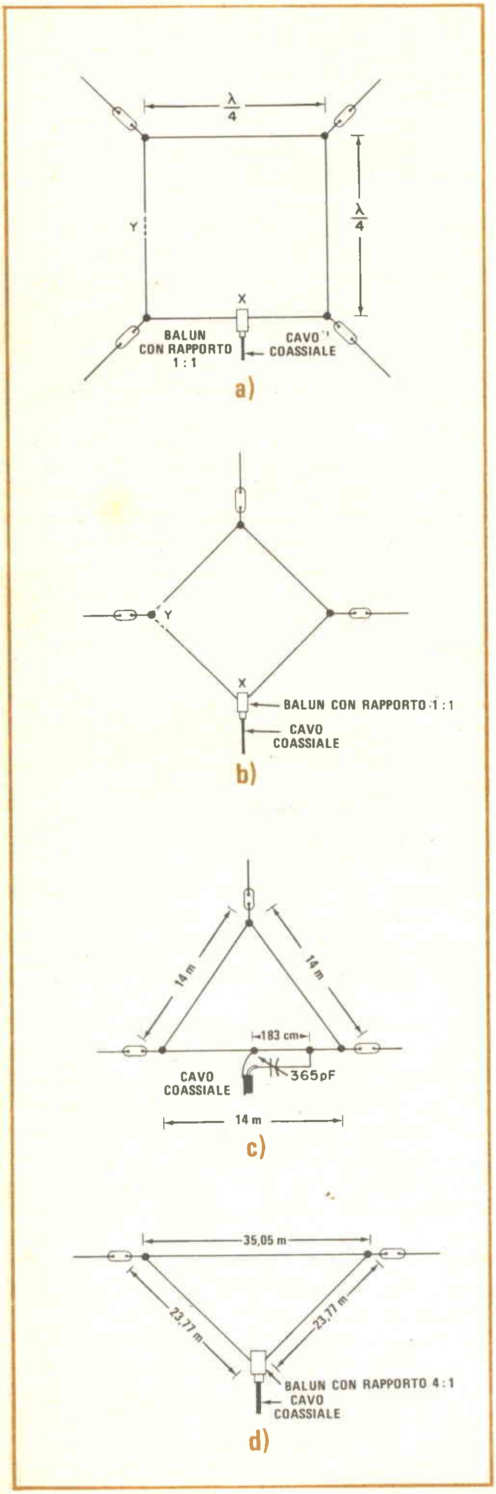
Forse la decisione piú difficile da prendere impiantando una stazione dilettantistica è quella che riguarda il tipo di antenna da usare. Le antenne dei trasmettitori e dei ricetrasmettitori, a differenza di quelle dei ricevitori, variano tanto come aspetto e prestazioni che talvolta non si riconoscono neppure come tali. Sugli 80 m e sui 40 m, il dipolo a mezza onda è l'antenna piú comune, ma non sempre è comodo o è possibile installarne uno. Inoltre, quantunque il dipolo funzioni bene, anche se non in modo spettacolare, sono stati ideati molti tipi di antenna di tipo diverso.

Una di tali antenne è il quadro ad una lunghezza d'onda, del quale sono forniti alcuni esempi nella figura. Questo tipo di antenna ha ricevuto un'entusiastica accoglienza tra un ridotto numero di dilettanti, ma molti non ne conoscono bene le caratteristiche di funzionamento. Analisi effettuate mediante computer indicano che il quadro è superiore ai dipoli a mezza onda a qualsiasi altezza, di modo che i suoi punti piú bassi non si elevano piú di pochi metri dal suolo; inoltre, le sue dimensioni sono tali che un quadro per gli 80 m può entrare in spazi nei quali un dipolo non potrebbe essere impiantato.

Varie configurazioni - Come si poteva prevedere, gli esperimenti effettuati dai dilettanti hanno generato parecchie variazioni sul tema del quadro. Per esempio, la configurazione quadrata riportata nel particolare a) può essere alimentata al centro di uno dei suoi lati orizzontale (punto X) o verticale (punto Y). L'alimentazione orizzontale provoca un campo polarizzato orizzontalmente e una figura di radiazione simile a quella di un dipolo a mezz'onda. La massima radiazione si ha ai lati del quadro, esattamente l'opposto della figura che si ottiene con un quadro piccolo. Alimentando il quadro su uno dei suoi lati, questo produce una figura di radiazione a basso angolo polarizzata verticalmente. Ciò è adatto per le comunicazioni distanti anche quando il quadro è piuttosto vicino al suolo. L'impedenza nominale del quadro è di 60 Ω e l'alimentazione può quindi essere fatta sia direttamente sia attraverso un balun con rapporto 1 : 1, con un cavo coassiale da 50 Ω. Il risultante rapporto di onde stazionarie (SWR) sarà inferiore a 1,5 : 1.

Ruotando l'antenna a quadro di 90 gradi si ottiene il quadro a diamante illustrato nel particolare b), il quale può essere alimentato in basso (punto X) o in un angolo laterale (punto Y) e irradierà, rispettivamente, segnali polarizzati orizzontalmente o verticalmente. Sarà ottenuto un buon adattamento con un cavo coassiale da 50 Ω. Le prestazioni delle due configurazioni di quadro sono molto simili tra loro, ma alcuni operatori affermano che il diamante è leggermente piú efficiente.

I quadri ad una lunghezza d'onda possono anche assumere forme triangolari. Il triangolo equilatero illustrato nel particolare c) è molto efficiente se è possibile reggerlo centralmente a 15 m. La sua discesa di 50 Ω è adattata a gamma al centro della base del



triangolo. Il conduttore gamma è lungo 183 cm e distanziato 15 cm dal conduttore del quadro. Un condensatore variabile di tipo ricevente da 365 pF viene regolato per il minimo SWR di linea alla frequenza prevista per l'antenna. Dopo che il condensatore è stato ben regolato, deve essere racchiuso in una scatola di plastica impermeabile per proteggerlo dalle intemperie. Questa antenna supera di gran lunga la convenzionale V invertita che si può usare per comunicazioni transoceaniche.

Un'altra antenna a triangolo differisce, sotto parecchi aspetti, dal quadro illustrato nel particolare a). Prima di tutto, funziona sulla banda degli 80 m. Inoltre, la sua base è nominalmente una mezza lunghezza d'onda con pochi decimetri ripiegati ai lati per risparmiare spazio. Le sue lunghezze sono 35,05 m (base) e 23,77 m (lati). Il quadro emette un segnale a basso angolo polarizzato verticalmente, ma vengono irradiate alcune componenti ad alto angolo polarizzate orizzontalmente in quanto l'antenna è alimentata ad un angolo con una discesa bilanciata. Viene usato un accoppiatore d'antenna per adattare la linea all'uscita del trasmettitore. Con questa antenna, che richiede un solo supporto centrale di lunghezza compresa tra 18 m e 20 m, si ha un buon rendimento sui 3,5 MHz.

L'antenna illustrata nel particolare d) è esattamente al contrario di quella sopra descritta: qui infatti la linea di 35,05 m viene posta orizzontalmente in alto anziché alla base. Due lati, lunghi 23,77 m, completano il triangolo e vanno dalle estremità della linea orizzontale ad un punto centrato in basso. Questa antenna, alimentata in basso presenta sul punto di alimentazione un'impedenza di 180 Ω. Un balun con rapporto 4 : 1 farà scendere tale valore per un buon adattamento con un cavo coassiale da 50 Ω e, alla frequenza di progetto, si dovrebbe ottenere un SWR di 1,1 : 1. Oltre ad avere un buon rendimento sugli 80 m, essa funzionerà anche bene su 40 m, 20 m, 15 m e 10 m.

Volendo fare esperimenti con semplici antenne a quadro ad una lunghezza d'onda, si calcoli la lunghezza necessaria del quadro mediante la formula: lunghezza (in m) = 305/frequenza (in MHz). Prima di stendere il filo, si marchi il punto centrale. Il filo normale di rame di diametro compreso tra 1,6 mm e 2 mm è reperibile presso i negozi di articoli elettrici. ★

Le nostre rubriche

l'angolo dei

Club

Scuola Radio Elettra

A cura di FRANCO RAVERA

STUDENTI DI NOVARA IN VISITA ALLA SCUOLA RADIO ELETTRA

Ha avuto luogo recentemente presso la Scuola Radio Elettra un simpatico incontro con due classi della Scuola media "G. Pajetta" di Novara.

Il folto gruppo di studenti e studentesse è stato accolto all'arrivo dal Direttore Generale dr. Vittorio Veglia che ha accompagnato personalmente le gentili insegnanti (Gabriella Bignoli, Elisa Ruggeroni, Rossana Gaoni) e gli studenti in una dettagliata visita a tutti i servizi piú significativi della Scuola Radio Elettra.

I graditi ospiti hanno cosí potuto prendere visione non solo dei complessi e modernissimi impianti che consentono alla Scuola di coordinare lo studio di decine di migliaia di Alunni, ma anche del ciclo di inserimento della pratica relativa ai nuovi Allievi in tutte le varie fasi, dall'arrivo della richiesta di informazioni su un qualunque Corso fino al momento in cui parte dalla Scuola il primo pacco per i nuovi iscritti.

Come è noto, tutti gli Allievi della Scuola Radio Elettra ed i loro famigliari ed amici che abbiano occasione di passare a Torino sono sempre i benvenuti alla Scuola, dove il Servizio Allievi funziona ininterrottamente dalle 8,30 alle 19 (solo nei mesi di luglio ed agosto, generalmente, il sabato la chiusura viene anticipata alle 14) di tutti i giorni feriali.

Dal lunedí al venerdí, dalle 8,30 alle 11,30 e dalle 13,30 alle 16, le signorine del Servizio Allievi sono a disposizione per accompagnare gli Alunni che lo desiderano in una interessante visita ai vari uffici e reparti della Scuola.

Agli studenti novaresi ed alle gentili accompagnatrici, auspicando che la visita sia loro risultata interessante ed esauriente, la Direzione e le maestranze della Scuola Radio Elettra rinnovano i piú cordiali saluti ed auguri.

BERGAMO – Per l'incontro con gli Allievi c'è voluto un cinema!

Aria di festa al Club di Bergamo per l'annuale incontro che ha fatto registrare un considerevole numero di presenze.

La efficientissima organizzazione curata dai Soci ha permesso di allestire per l'occasione anche un'interessante esposizione di montaggi eseguiti da un buon numero di iscritti e parallelamente una suggestiva raccolta di bellissime fotografie a soggetto libero.

Il Presidente del Club di Bergamo, dr. Clemente Vismara, il geom. Carmelo Baggi ed il sig. Ghironi hanno ricordato brevemente le finalità del Club e ne hanno illustrato l'attività, esprimendo la soddisfazione di avere presente il dr. Vittorio Veglia, direttore generale della Scuola Radio Elettra, giunto espressamente da Torino per questo incontro che ha offerto anche la opportunità di festeggiare la inaugurazione della nuova Sede del Club situata a Bergamo in Via E. Fermi, n. 11. I Soci e simpatizzanti (specialmente quelli provenienti dalle zone piú lontane della provincia che ancora non ne avevano preso visione) si sono soffermati con viva soddisfazione presso la nuova accogliente Sede, men-











1 Bergamo - Il dr. Veglia saluta gli Allievi presenti all'incontro. Alla sua sinistra il Presidente del Club, dr. Clemente Vismara.

2 Bergamo - Parla il geom. Carmelo Baggi, animatore del Club.

3 Bergamo - L'angolo della fotografia.

4 Il dr. Veglia rivolge un breve saluto ad Insegnanti ed Allievi della scuola media "G. Pajetta" di Novara.

5 Nella sala di ripresa TV della Scuola Radio Elettra, gli amici novaresi provano il funzionamento delle telecamere.

tre per l'incontro vero e proprio ci si è dovuti trasferire, per esigenze di spazio, presso una sala cinematografica delle vicinanze messa appositamente a disposizione.

Grazie alla generosa collaborazione degli infaticabili animatori, tra cui ricordiamo il sig. Modesti, il sig. Novali, il signor Ghironi, il sig. Piccolin e tutti gli altri Allievi, l'incontro è risultato estremamente vivo ed ha contribuito a rafforzare ulteriormente i vincoli di amicizia e di stima tra la Scuola e gli Alunni bergamaschi cui il dr. Veglia ha rivolto l'auspicio e l'invito di poterli nuovamente incontrare a Torino, sia a livello individuale sia nell'ambito di un gruppo eventualmente organizzato dal Club in una futura occasione.

Ricordiamo che il Club di Bergamo (Via E. Fermi, 11 - tel. 21.68.21) funziona con il seguente orario: giovedí dalle 18 alle 20; sabato dalle 15 alle 20; domenica dalle 9 alle 12.

Proteggete il vostro alimentatore

2ª Parte

Un limitatore di corrente - Nella *fig. 6* è disegnato lo schema elettrico di un circuito in grado di ripristinare il proprio funzionamento in modo automatico che presenta diversi vantaggi rispetto ai circuiti illustrati nelle precedenti figure. Anche in questo schema il transistore Q1 è collegato in serie con il carico, mentre il transistore Q2 eroga una corrente di base sufficiente per mantenere Q1 entro la zona di saturazione per un gran numero di condizioni di carico.

Supponiamo ora che un carico variabile entro una vasta gamma di valori venga applicato ai morsetti di uscita di un alimentatore non regolato, in grado di erogare 40 A nominali (se il valore del carico fosse fisso, sarebbe possibile scegliere facilmente i valori dei componenti in modo che Q3 faccia passare bruscamente Q1 nello stato di interdizione quando $I_{C(Q1)}$ supera un valore massimo prefissato. Se, invece, il carico è variabile, è necessario scegliere il valore di R_C in modo che Q1 possa erogare una corrente, la cui intensità sia variabile entro i limiti richiesti, regolando R_B e R_E in modo da ottenere una interruzione rapida del carico quando questo è tale da far passare attraverso Q1 una corrente di intensità eccessiva).

Nella *fig. 7* sono illustrate le curve di $I_{C(Q1)}$ in funzione di R_L ottenibili dal circuito disegnato nella *fig. 6*. Osservando il grafico A, è possibile vedere come, al diminuire di R_L (aumento del carico), la corrente che scorre attraverso Q1 aumenti fino a raggiungere il massimo valore di 14,5 A in corrispondenza di un valore di R_L pari a 0,3 Ω. Diminuendo ulteriormente R_L, il valore di $I_{C(Q1)}$ diminuisce invece di aumentare. Questo andamento decrescente di $I_{C(Q1)}$ all'aumentare del carico prosegue fino ad un valore di R_L pari a 0,25 Ω, punto in cui il funzionamento del circuito diviene instabile. Collegando un carico di 0,25 Ω ai morsetti di uscita dell'alimentatore, $I_{C(Q1)}$ sale temporaneamente al valore di 12 A, dopo di che Q1 passa nello stato di interdizione interrompendo il flusso di corrente $I_{C(Q1)}$. Quando la resistenza di carico è inferiore a 0,25 Ω, Q1 si trova nella zona di interdizione e $I_{C(Q1)}$ è nulla.

Il grafico B rappresenta un ingrandimento del grafico precedente in corrispondenza di valori molto piccoli del carico, e mostra quindi come varia la corrente di collettore di Q1 quando la resistenza di carico assume valori sempre piú prossimi a zero. Quando R_L è pari a 0,3 Ω, $I_{C(Q1)}$ raggiunge il valore massimo, pari a 14,5 A. Quando il carico varia fra 0,3 A e 0,25 A, $I_{C(Q1)}$ diminuisce in modo quasi lineare. Se la resistenza di carico è inferiore a 0,25 Ω, questo si comporta come un cortocircuito applicato ai morsetti di uscita dell'alimentatore provocando l'interdizione di Q2 ad opera di Q3.

Il funzionamento del circuito è abbastanza semplice; occorre però operare con attenzione quando si regolano i valori di R_B e di R_E, che consentono il ripristino automatico del funzionamento, in quanto sono critici. Prima di poter regolare R_B e R_E nel modo corretto, è necessario scegliere il valore di R_C in modo da ottenere il valore desiderato dell'intensità massima di $I_{C(Q1)}$. Per scegliere R_C si stacchi il terminale 1 di R_B dal punto A. Il valore minimo di $I_{B(Q1)}$ necessario per mantenere Q1 in saturazione può essere calcolato mediante la formula $I_{Bmin} \approx I_C / h_{FE}$. Utilizzando un transistore GE14 (h_{FE} = 45) al posto di Q1 e volendo ottenere una corrente massima $I_{C(Q1)}$ di 15 A, la corrente di base necessaria $I_{B(Q1)}$ è pari a 0,333 A. Il valore minimo di $I_{B(Q2)}$ è calcolato sostituendo $I_{B(Q1)min}$ al posto di $I_{C(Q2)}$. Conseguentemente, ricorrendo ad un transistore MJE521 per Q2 (h_{FE} = 40), si ottiene $I_{B(Q2)min}$ = 0,33/40 = 8 mA. Il valore necessario di R_C si calcola allora nel modo

seguente: $R_C = V_{in}/I_{B(Q2)} = 15/0,008 = 1.875\ \Omega$.

Si può scegliere per R_B un potenziometro seguendo le formule descritte nell'articolo "Polarizzazione dei transistori" pubblicato nel numero di Aprile 1976 di Radiorama. Si supponga che la tensione di base di Q3 sia pari approssimativamente a 0,7 V, $I_{C(Q3)} = I_{B(Q2)} = 8$ mA e $I_{Polarizz.} \approx 0,1 \times I_{C(Q3)} = 0,8$ mA. Si supponga anche che

TABELLA 1 – PARAMETRI CIRCUITALI PER DIVERSI RESISTORI DI CARICO

	Sezione A			Sezione B		
	$R_L = 15\ (\Omega)$			$R_L = 0$		
Parametro	Q1	Q2	Q3	Q1	Q2	Q3
V_{CE}	0,61 V	0 V	1,49 V	16 V	15,8 V	0,25 V
V_{CB}	-0,143 V	-0,74 V	1,3 V	15,8 V	15 V	-0,35 V
V_{BE}	0,75 V	0,74 V	0,17 V	0,42 V	0,385 V	0,65 V
I_C	1,09 A	38 mA	0	23 mA	14 μA	48 mA
I_B	9 mA	46 mA	0	15 μA	9 μA	0,7 mA
I_{RB1}	32 μA	–	–	1 mA	–	–
I_{RB2}	32 μA	–	–	0,3 mA	–	–
V_{in}	16 V	–	–	16 V	–	–
V_L	15,9 V	–	–	0 V	–	–
P_D	0,7 W	0 W	0 W	0,37 W	2×10^{-4} W	0,012 W

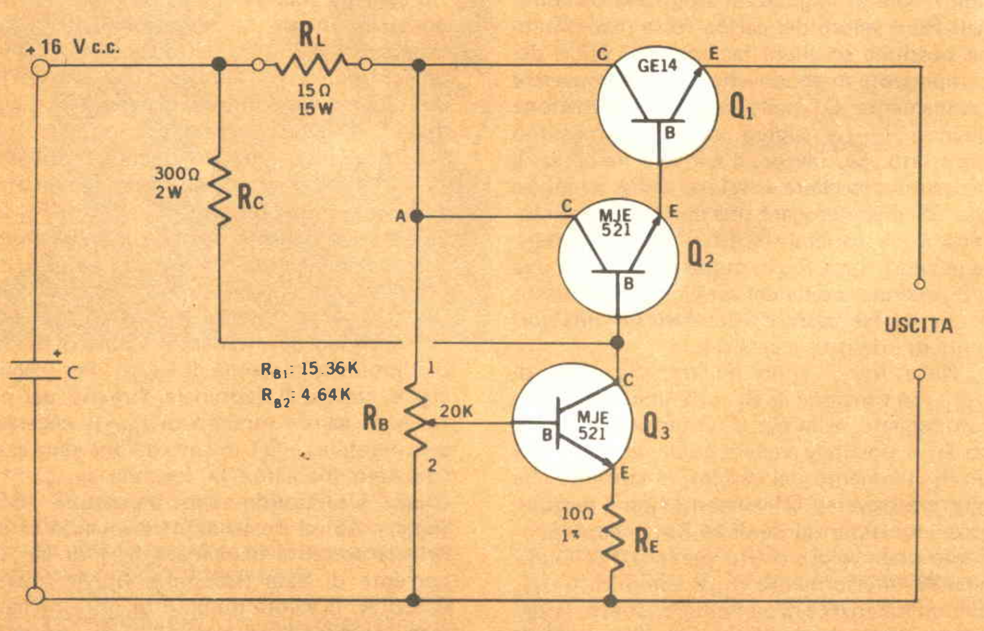


Fig. 6 - Circuito limitatore di corrente con ripristino automatico delle condizioni di funzionamento normale e con protezione contro i cortocircuiti.

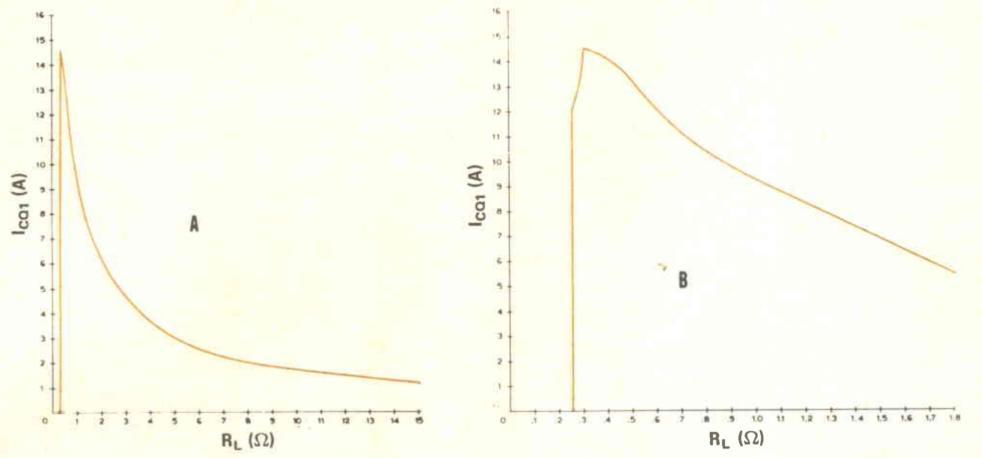


Fig. 7 - Il carico varia fra 15 Ω e 0 Ω (Sezione A). Il carico si avvicina allo zero (Sezione B).

R_B sia composto da due resistori, R1 che rappresenta la porzione del potenziometro posta al di sopra del cursore, e R2 che rappresenta la porzione inferiore. A questo punto si eseguono i calcoli seguenti: R2 = $V_{Base}/I_{Polarizz.}$ = 0,7/0,0008 = 875 Ω. Per determinare il valore di R1 si supponga poi di cortocircuitare i morsetti di uscita dell'alimentatore e di utilizzare la relazione R1 = $(V_{in} - V_{Base})/I_{Polarizz.}$ = (15 - 0,7)/0,0008 = 17.875 Ω. Sommando fra loro i risultati ottenuti si ricava il valore totale della resistenza, che è pari a 18.750 Ω. Per R_B si può utilizzare, pertanto, un potenziometro da 20 kΩ.

Per effettuare la regolazione di R_B si colleghi il punto 1 del potenziometro con la giunzione A e si inserisca al posto di R_E una decade di resistori predisposta al valore 0 Ω. Collegando un carico da 15 Ω ai morsetti di uscita dell'alimentatore si dovrebbe poter misurare un valore di $I_{C(Q1)}$ di 1 A (è consigliabile tenere sotto controllo la corrente di collettore di Q1 durante tutte le regolazioni ed è anche opportuno spegnere l'alimentatore tutte le volte che si installano o si rimuovono gli amperometri). Si inizi inserendo un amperometro con portata da 0 a 1 A e si regoli il valore di R_B fino a rendere quasi nulla $I_{B(Q3)}$. Si prosegua nello stesso modo, utilizzando via via amperometri sempre piú sensibili, fino a rendere esattamente uguale a zero l'intensità di $I_{B(Q3)}$.

Si tolga l'amperometro e si colleghi la base di Q3 come è mostrato nella *fig. 6.* La decade di resistori che si trova nel ramo facente capo all'emettitore di Q3 deve essere ancora predisposta al valore zero. Si pongano in cortocircuito fra loro i morsetti di uscita dell'alimentatore e si controlli che l'intensità di $I_{C(Q1)}$ divenga pari a zero. Se la corrente che scorre attraverso il collettore di Q1 non si annulla, vuol dire che o $I_{B(Q3)}$ o R_E non sono stati predisposti al valore zero. Si tolga il cortocircuito fra i morsetti di uscita dell'alimentatore lasciando solamente il carico di 15 Ω. L'intensità della corrente di collettore di Q1 dovrebbe essere ancora nulla; se ciò non si verifica e se il circuito ritorna da solo nelle condizioni di funzionamento normale, non è necessario inserire il resistore R_E (questa situazione è però improbabile). Se non si verifica l'azione di ripristino delle normali condizioni di funzionamento, si aumenti via via il valore di R_E con salti di 1 Ω fino a che l'intensità di $I_{C(Q1)}$ non sia nuovamente pari a 1 A. Si mettano in cortocircuito ancora una volta i morsetti di uscita dell'alimentatore e si controlli che il valore di $I_{C(Q1)}$ torni ancora uguale a zero e che il circuito ritorni da solo nelle condizioni di funzionamento normale quando il cortocircuito viene rimosso.

Quanto piú alta è la resistenza di R_E tanto maggiore è l'intensità della corrente di interdizione di Q1. Eseguendo ripetutamente

il processo di regolazione di R_B e di R_E è possibile far sí che l'intensità della corrente che scorre nel collettore di Q1 quando i morsetti di uscita dell'alimentatore sono in cortocircuito abbia un valore solamente di 5,4 mA. Adoperando un pulsante per ristabilire le condizioni di funzionamento normale dopo che si è verificato un sovraccarico, è possibile rendere il circuito molto meno sensibile alla regolazione di R_B ed anche eliminare R_E. In tal caso la regolazione di R_B verrebbe effettuata procedendo come illustrato precedentemente, e l'azionamento del pulsante provocherebbe l'interruzione momentanea del collegamento fra R_B e la giunzione A. Il potenziometro potrebbe quindi venire regolato in modo da ottenere la minima corrente attraverso il collettore di Q1.

Il condensatore disposto fra i morsetti di ingresso del circuito della *fig. 6* non fa parte del sistema di protezione, ma rappresenta semplicemente il condensatore di filtro dell'alimentatore. Nelle condizioni normali di funzionamento, Q2 eroga la corrente di base di Q1. Sia Q1 sia Q2 lavorano nella zona di saturazione per assicurare che al carico venga erogata la potenza massima. Nella sezione A della Tabella 1 sono illustrati i valori misurati e quelli calcolati di diversi parametri relativi a Q1, Q2 e Q3 con un carico R_L di 15 Ω.

TABELLA 2 – ZONE DI LAVORO PER DIFFERENTI RESISTORI DI CARICO

R_L (Ω)	Zona di lavoro		
	Q1	Q2	Q3
15	Saturazione	Saturazione	Interdizione
1,66	Saturazione	Saturazione	Attiva
0,296	Attiva	Attiva	Attiva
0,25	Instabile	Instabile	Instabile
0	Interdizione	Interdizione	Saturazione

Riducendo il valore di R_L a zero (terminali di uscita in cortocircuito), Q3 conduce mentre Q1 e Q2 vengono interdetti. Nella sezione B della Tabella 1 sono mostrati i valori dei parametri per i transistori Q1, Q2, Q3 quando R_L = 0.

In corrispondenza di valori intermedi di R_L, i transistori passano attraverso tutte le tre zone di funzionamento. Nella Tabella 2 sono elencate queste regioni ed i valori del carico che provocano il passaggio nelle diverse zone. Riducendo il valore di R_L a 1,66 Ω, la corrente di polarizzazione che scorre nella base di Q3 diviene sufficiente per provocare la transizione del transistore, facendolo usci-

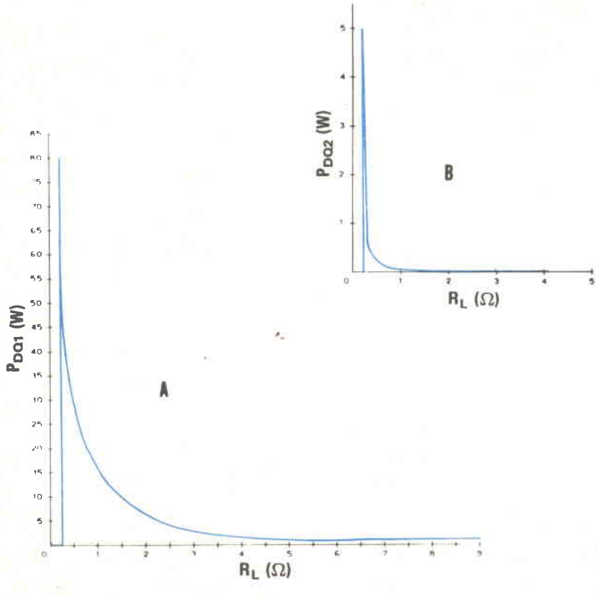


Fig. 8 - Curva della potenza in funzione del carico per Q1 (Sez. A) e Q2 (Sez. B).

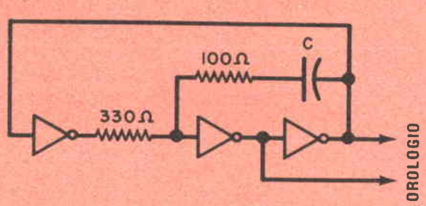
re dalla zona di interdizione. Riducendo ulteriormente il valore di R_L si provoca una diminuzione dell'intensità di $I_{B(Q3)}$; quando, infine, R_L è uguale a 0,296 Ω, Q3 cortocircuita verso massa una parte della corrente di base di Q2 sufficiente per far uscire sia Q2 sia Q1 dalla zona di saturazione, portandoli a lavorare nella zona attiva. Eventualmente, rendendo il valore di R_L inferiore a 0,25 Ω, Q3 viene fatto passare nella zona di saturazione mentre Q1 e Q2 vengono interdetti.

Poiché Q1 e Q2 devono funzionare nella zona attiva, anche in corrispondenza di valori del carico cosí vicini come 0,296 Ω e 0,25 Ω, la caduta di tensione che si manifesta ai capi di questi transistori entro questa gamma di valori provoca un aumento elevatissimo della potenza da essi dissipata durante il funzionamento nella zona attiva. Nella *fig. 8* sono disegnate le curve che rappresentano la potenza P_D in funzione del valore di R_L dissipato da Q1 e da Q2. Osservando la sezione A, si può constatare che, volendo avere la massima sicurezza di funzionamento, il valore nominale della potenza dissipata da Q1 dovrebbe essere superiore a 80 W alla temperatura di lavoro desiderata. Dalla sezione B si può osservare in modo analogo che il valore nominale della potenza dissipata da Q2 dovrebbe essere superiore a 5 W.

Anche se i valori nominali della potenza dissipata da Q1 e da Q2 devono essere molto piú grandi di quelli che sarebbero necessari se i transistori funzionassero strettamente nella zona di saturazione, essi sono inferiori a quelli necessari in un alimentatore regolato del tipo in serie privo di protezione. Per esempio, volendo adoperare un transistore in un alimentatore regolato del tipo in serie non protetto, con una corrente di collettore $I_{C(Q1)}$ pari a 14,5 A ed una tensione V_{in} uguale a 16 V, il valore nominale della potenza dissipata P_D sarebbe di 232 W alla temperatura di funzionamento durante un cortocircuito. Sarebbe quindi necessario usare un transistore molto costoso.

Conclusioni - In questo articolo sono stati proposti soltanto alcuni metodi fra quelli esistenti per proteggere i costosi e delicati componenti utilizzati negli alimentatori moderni; pertanto ricorrendo opportunamente ai circuiti suggeriti, adottandoli sia singolarmente sia in combinazione, è possibile realizzare sistemi di protezione relativamente economici e sicuramente affidabili. ★

Semplice orologio TTL

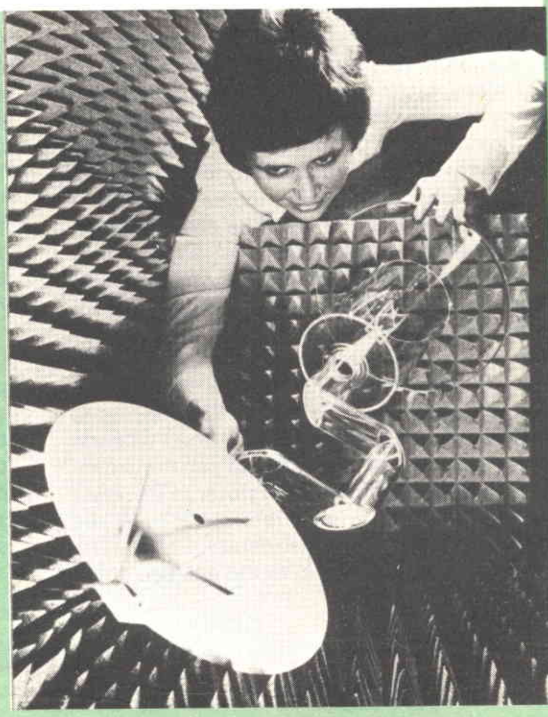


Con il semplice circuito riportato nella figura qui sopra è possibile generare impulsi orologio TTL compatibili.

Un semplice circuito che genera impulsi orologio TTL compatibili è riportato nella figura; in questo circuito vengono usati metà di un invertitore sestuplo, ad esempio un 7404, e tre componenti passivi.

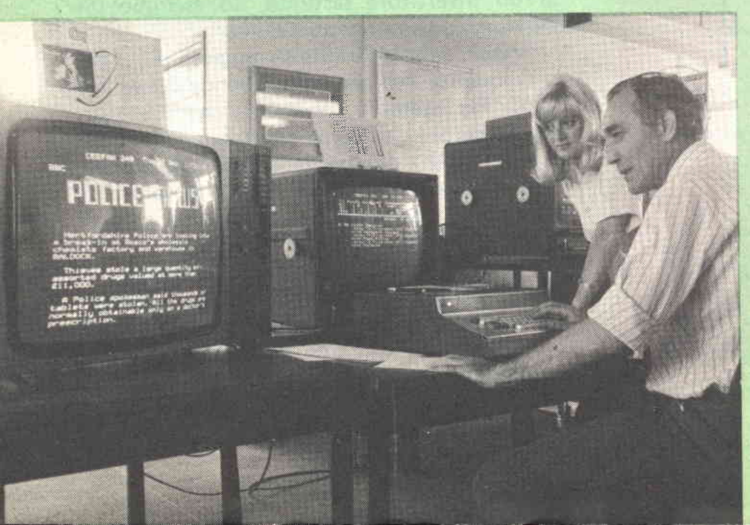
Viene data un'uscita orologio a due fasi; la frequenza dell'orologio dipende dal valore di C. Per esempio, quando viene usato un condensatore da 200 pF, la frequenza d'uscita è di 5 MHz. Un'uscita di 100 kHz può essere ottenuta adottando per C un valore di 0,018 μF, mentre si può avere un'uscita di 10 kHz se C ha un valore di 0,018 μF. Per ridurre al minimo la deriva di frequenza, si consiglia l'uso di un condensatore a stretta tolleranza e di alta qualità. Si effettuino i collegamenti V c.c. e di massa ai giusti piedini del circuito integrato invertitore. ★

NOVITÀ IN ELETTRONICA



Un dipendente della GTE Sylvania Incorporated mostra il modello di un sistema di alimentazione avanzato, messo a punto dalla stessa Società per le antenne e le stazioni terrestri per comunicazioni via satellite. Il sistema di alimentazione a guida d'onda si trova presso le apparecchiature trasmittenti e riceventi e non al centro del riflettore principale. Tale caratteristica, nulla togliendo alla forza dei segnali, riduce fortemente i costi di installazione e di esercizio. Questo nuovo sistema di alimentazione è stato installato presso le stazioni terrestri per comunicazioni via satellite nelle Hawaii ed in Nigeria, nonché negli Stati Uniti continentali, ed esattamente in California ed in Florida.

Il Governo Britannico ha autorizzato le trasmissioni della piú recente forma di trasmissione televisiva realizzata dalla BBC e denominata Ceefax (cioè "fatti da vedere"). Si tratta in pratica di un giornale televisivo comprendente notizie di ogni genere (risultati sportivi, andamento della Borsa e notizie economiche, condizioni del tempo, viaggi, avvisi per acquisti e anche ricette di cucina, consigli per il giardinaggio, parole crociate). Premendo una serie di pulsanti sul proprio apparecchio televisivo, l'utente può scegliere fra centinaia di pagine quella che piú lo interessa. Le informazioni vengono trasmesse utilizzando due linee di riserva delle seicentoventicinque linee che formano l'immagine televisiva. Esse sono invisibili e possono essere lette solo da chi possiede un decodificatore. Si prevede che entro breve tempo almeno cinquantamila apparecchi televisivi saranno in grado di ricevere con il sistema Ceefax, mentre le previsioni per un futuro molto prossimo sono ancora piú ottimistiche; si parla infatti addirittura di parecchie centinaia di migliaia di apparecchi televisivi equipaggiati con il nuovo sistema.



Un nuovo ed economico servizio di segreteria telefonica, denominato Communicator VI, è stato messo a punto dalla ditta inglese Robophone Ambassador House. L'apparecchio registra, dopo un annuncio registrato in precedenza, le comunicazioni in arrivo su un C90 convenzionale. La novità consiste nella possibilità da parte dell'utente, chiamando da qualsiasi località con un numero di codice personale, di ascoltare tutti i messaggi trasmessi. Il dispositivo è compatto e può essere installato sia a tavolo sia a muro. E' particolarmente utile in uffici amministrativi, nelle industrie e persino nelle aziende agricole.





Studiato in origine per scopi militari, questo strumento portatile denominato "Tellurometer MRA5" e realizzato dalla ditta inglese Tellurometer U.K. Ltd., ha un raggio d'azione che va da 100 m fino a 100 km con un margine d'errore che non supera i 10 mm. Le misurazioni possono essere effettuate in meno di 20 s e la distanza rilevata può essere letta su uno schermo digitale. Un'importante innovazione riguarda l'antenna che può venire distaccata e posta su uno speciale palo distante 25 m. In questo modo si evita che qualche punto rimanga in una cosiddetta zona d'ombra sfuggendo in tal modo al rilevamento. Il "Tellurometer" richiede poca energia: 42 W con un voltaggio che può variare da 10,8 V fino a 34 V.

ILLUMINOTECNICA

LAMPADA FLUORESCENTE GRANDE QUANTO UNA LAMPADA AD INCANDESCENZA

L'illuminazione dei locali di abitazione sarebbe piú efficiente se si impiegassero, su scala piú ampia, le lampade fluorescenti; finora, per ottenere un'alta efficienza luminosa è stato però necessario ricorrere a lampade fluorescenti di dimensioni piuttosto lunghe.

Nei Laboratori di Ricerca Philips di Eindhoven (Olanda) è stata ora realizzata sperimentalmente una lampada fluorescente corta, che ha all'incirca lo stesso volume di una lampada ad incandescenza di pari flusso luminoso, ma consuma solo un terzo dell'energia elettrica corrispondente. Questo risultato è stato ottenuto ponendo nel tubo una leggerissima struttura di fibre di vetro. Se poi si piega il tubo fluorescente a forma di U, la lampada assume dimensioni esterne circa uguali a quelle di una comune lampada ad incandescenza *(fig. 1)*.

Un altro sbocco applicativo di tale scoperta consiste nella possibilità di aumentare la intensità luminosa delle lampade fluorescenti di lunghezza normale. Se, per esempio, si inserisce in una normale lampada fluorescente lunga 1,2 m una struttura molto sottile di fibre di vetro, la lampada può raggiungere una intensità luminosa doppia rispetto ad una lampada fluorescente normale.

L'efficienza luminosa di tale lampada, compresa la relativa bobina di innesco, sarà circa pari a quella di una lampada senza fibre di vetro. Ciò vuol dire che per ottenere un dato livello di illuminazione si può usare solo metà del numero di lampade altrimenti richiesto. I costi relativi all'energia rimangono gli stessi.

Questa nuova scoperta dovrebbe ampliare l'applicabilità e la flessibilità di impiego dell'illuminazione realizzata mediante lampade fluorescenti e, inoltre, permettere notevoli economie sull'energia o sui materiali.

Soffermiamoci ora su alcuni dettagli tecnici - Nelle lampade fluorescenti si innesca una scarica che emette radiazione ultravioletta (invisibile), la quale viene convertita in luce visibile da uno strato fluorescente depositato sulla parete interna del tubo di vetro che racchiude la lampada. Una lampada fluorescente tradizionale da 40 W, lunga 1,2 m, può produrre un flusso luminoso di 3200 lumen; per l'utilizzatore, però, l'efficienza luminosa non è pari a 3200 : 40 = 80 lumen per watt, ma minore del 15%, in quanto la bobina necessaria per stabilizzare la corrente introduce perdite (elettriche) addizionali.

Per ottenere una lampada fluorescente piú compatta, di elevata intensità luminosa, si potrebbe ovviamente fabbricare una lampada lunga la metà che consumi la stessa energia. Se i 40 W vengono dissipati in una lampada cosí corta, il flusso luminoso è però di soli 2240 lumen, cioè l'efficienza della lampada è di circa il 30% in meno rispetto alla lampada non accorciata.

Il fenomeno si spiega in questo modo: la caduta di tensione sulla lampada si ridurrebbe a meno della metà mentre la corrente che l'attraversa sarebbe oltre il doppio della corrente normale; ciò farebbe aumentare considerevolmente le perdite elettriche nella lampada. Inoltre, a causa dell'aumento della corrente e della diminuzione della caduta di tensione ai capi della lampada, aumenterebbe la dissipazione nella bobina, specialmente alla tensione di rete di 220 V. L'efficienza luminosa globale di tale lampada accorciata sarebbe considerevolmente ridotta rispetto a quella di una normale lampada fluorescente da 40 W.

J. Hasker dei Laboratori di Ricerca Philips ha perciò cercato un metodo per aumentare la tensione di accensione di una lampada fluorescente da 40 W di dimensioni ridotte. Egli ha scoperto che un modo molto efficace per raggiungere lo scopo consisteva, ad esempio, nel porre nella lampada una matassa di

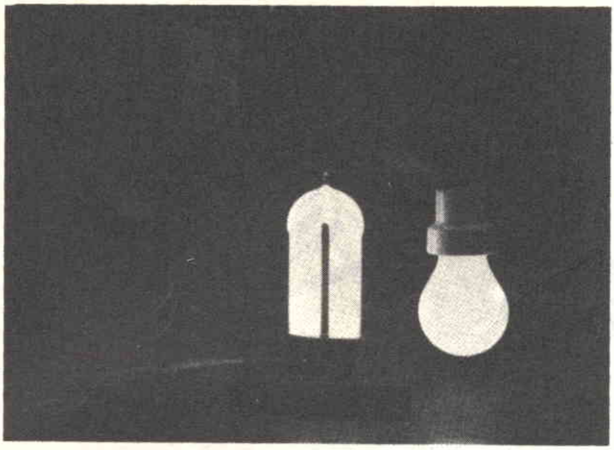


Fig. 1 - Una lampada fluorescente contenente fibre di vetro può essere grande quanto una lampada ad incandescenza avente lo stesso flusso luminoso, ma è considerevolmente piú economica dal punto di vista del consumo di energia.

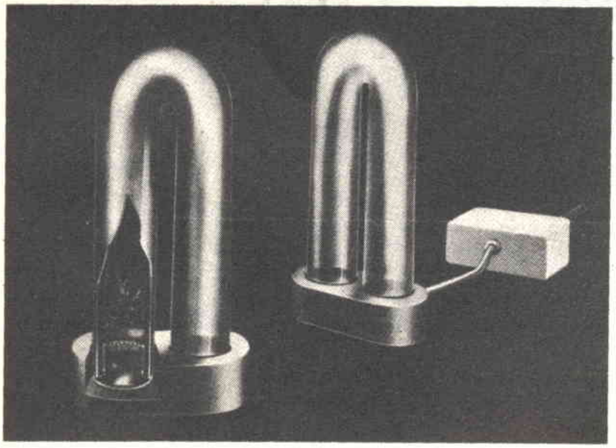


Fig. 2 - Disegno schematico di una lampada fluorescente sperimentale compatta, realizzata nei Laboratori di Ricerca Philips.

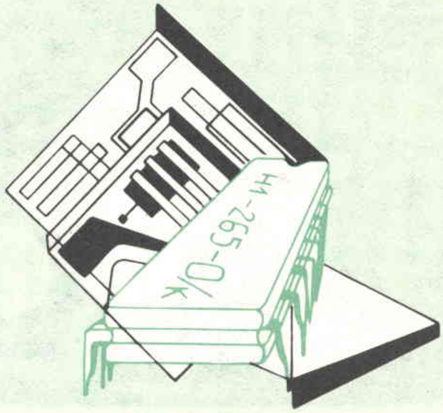
fibre di vetro molto sottili e debolmente connesse fra loro. In tal modo egli ha ottenuto una lampada lunga la metà di una lampada normale con una efficienza luminosa globale di solo il 10% inferiore rispetto a quella di una lampada normale (lunga 1,2 m) priva di fibre di vetro. Oltre agli altri vantaggi economici, ciò dovrebbe far risparmiare sui costi (spesso elevati) dei materiali fluorescenti.

E' stata inoltre fabbricata una lampada sperimentale fluorescente molto compatta lunga complessivamente 20 cm e con diametro di 2,5 cm, anch'essa contenente una struttura sottile e slegata di fibre di vetro. Questa lampada sperimentale ha un'efficienza globale di 40 lumen per watt con un flusso luminoso di 1000 lumen.

Rispetto ad una lampada ad incandescenza, che a parità di flusso luminoso ha una efficienza di appena 12,5 lumen per watt, la nuova lampada rappresenta per l'utilizzatore un risparmio fino a tre volte nei costi di energia. Se il tubo di tale lampada accorciata viene, ad esempio, piegato in due, essa viene ad avere circa le stesse dimensioni di una lampada ad incandescenza *(fig. 2)*.

L'applicazione di fibre di vetro fra loro debolmente connesse può anche portare vantaggi alla produzione delle lampade fluorescenti di lunghezza normale. Secondo i risultati ottenuti dalla lampada sperimentale accorciata, a fibre di vetro, da 40 W, ci si può aspettare che con tale riempimento il flusso luminoso di una lampada normale lunga 1,2 m migliorerà di un fattore 2, senza alcuna diminuzione dell'efficienza. ★

LE NOSTRE RUBRICHE



TECNICA DEI SEMICONDUTTORI

La temporizzazione - Molti progetti circuitali logici numerici e microelaboratori richiedono, per la temporizzazione, una sorgente di impulsi a frequenza fissa. I circuiti che forniscono questi segnali, essenzialmente semplici oscillatori, vengono denominati orologi perché la loro funzione principale è quella di fornire un segnale di tempo. Nella *fig. 1*, nella *fig. 2* e nella *fig. 3* sono illustrati alcuni semplici ed economici circuiti generatori orologio. Progettati in modo specifico per l'uso con il microelaboratore Signetics 2650, questi circuiti sono adatti per l'impiego con qualsiasi circuito microelaboratore o logico che richieda segnali a fase singola a livello TTL; possono anche essere utilizzati come sorgenti di segnale generici per parecchi altri progetti, quali generatori di segnali, strumenti musicali elettronici, generatori di funzione od iniettori di segnali se le loro frequenze di funzionamento vengono cambiate secondo le esigenze di una specifica applicazione.

Nella *fig. 1* sono riportati i circuiti di due semplici oscillatori RC. Nel primo *(fig. 1-a)* vengono impiegati tre normali invertitori 7400; il resistore *R* polarizza il primo invertitore nella sua regione lineare, mentre il condensatore *C* fornisce, dal secondo stadio, il segnale di reazione necessario per avviare e sostenere l'oscillazione. Il terzo invertitore serve come semplice separatore pilota. Il periodo di oscillazione del circuito è pari circa a 3RC ossia, con i valori specificati per i componenti, è di circa 1 µs, corrispondente ad una frequenza d'uscita di 1 MHz. In misure di prova effettuate con un circuito montato sperimentalmente, il segnale d'uscita aveva un tempo di salita di 10 ns ed un tempo di discesa di 7 ns; anche se il circuito è ragionevolmente stabile, la sua frequenza d'uscita varierà con le variazioni sia della temperatura sia della tensione continua d'alimentazione (V c.c.).

In un tipico circuito, la frequenza d'uscita da 1043,20 kHz a 0 °C scendeva a 990,45 kHz a 70 °C con V c.c. mantenuta costante a 5,0 V. Quando la temperatura veniva mantenuta costante a 25 °C, la frequenza di uscita scendeva da 1028,95 kHz, con alimentazione di 4,75 V a 1013,63 kHz con alimentazione di 5,25 V c.c. Il secondo oscillatore RC *(fig. 1-b)* impiega un multivibratore monostabile tipo N74123 ed è un po' piú stabile relativamente alle variazioni di temperatura del circuito invertitore. In questo caso, la frequenza di oscillazione è determinata dalla larghezza relativa d'impulso di ciascun circuito monostabile e quindi dai valori di *R* e *C* esterni. Anche per questo circuito, con i valori indicati, la frequenza di funzionamento è di circa 1 MHz. Come per il primo

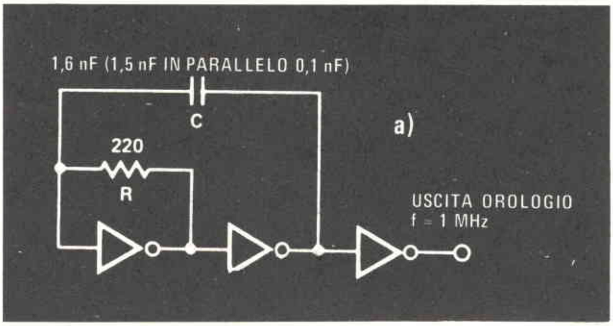
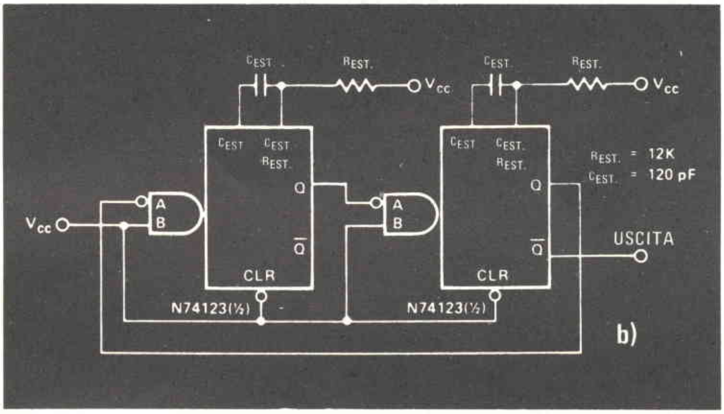


Fig. 1 - Circuito orologio RC.



circuito, la frequenza d'uscita scende leggermente aumentando la temperatura e/o la tensione d'alimentazione.

Con una maggiore stabilità relativa alle variazioni di temperatura e di tensione dei due oscillatori RC, il circuito generatore orologio riportato nella *fig. 2* impiega due invertitori tipo 7400, un resistore di reazione da 82 Ω, che polarizza anche il primo invertitore nella sua regione lineare, ed un semplice circuito risonante LC composto dall'induttanza *L* e dai condensatori C1 e C2. In funzionamento, il circuito LC forma, con il primo invertitore, un oscillatore Colpitts, mentre il secondo invertitore funziona da amplificatore separatore per ridurre al minimo il carico imposto all'oscillatore. La frequenza di funzionamento è determinata dai valori di *L,* C1 e C2 e può essere calcolata usando la seguente equazione:

$$f_{osc} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}}$$

nella quale *C* è la capacità effettiva di C1 e C2 in serie e cioè:

$$C = C1C2/C1 + C2.$$

Con i valori specificati, la frequenza d'oscillazione è, come nei circuiti precedenti, di circa 1 MHz. In prove sperimentali, la vera frequenza d'uscita di un circuito montato provvisoriamente variava da 1017,75 kHz a 1016,30 kHz, aumentando la tensione d'alimentazione da 4,75 V a 5,25 V a 25 °C. Quando la tensione continua veniva mantenuta costante a 5 V, la frequenza d'uscita scendeva da 1026,62 kHz a 1004,11 kHz, aumentando la temperatura ambiente da 0 °C a 70 °C.

In applicazioni dove è richiesta la massima stabilità di frequenza, si devono usare circuiti orologio controllati a cristallo. Due di questi circuiti sono riportati nella *fig. 3*; il primo *(fig. 3-a)* impiega due invertitori in un multivibratore ad accoppiamento incrociato stabilizzato a cristallo. In funzionamento, i

resistori da 820 Ω polarizzano gli invertitori nella loro regione lineare, mentre l'accoppiamento incrociato viene fornito dal cristallo e da un condensatore da 10 nF. Un terzo invertitore serve come squadratore della forma d'onda e come separatore d'uscita. Tutti tre gli invertitori sono di tipo 7404 (per esempio metà di un circuito integrato invertitore sestuplo). La frequenza d'uscita del circuito è determinata dal cristallo e, per ottenere un segnale d'uscita di 1 MHz, deve essere usato un tipo adatto. Il secondo circuito *(fig. 3-b)* impiega un economico cristallo da 4,433618 MHz del tipo usato in molti televisori a colori europei. Anche in questo caso, il cristallo viene usato con invertitori ad accoppiamento incrociato per formare un oscillatore; però, la frequenza d'uscita dell'oscillatore viene divisa per quattro dai flip-flop in serie N7474 per sviluppare un segnale d'uscita di circa 1 MHz. In entrambi i circuiti, la stabilità della frequenza rispetto alla temperatura ed alla tensione d'alimentazione è determinata dalle caratteristiche del cristallo.

Nel costruire i circuiti generatori orologio per progetti specifici, si tenga presente che i circuiti integrati della serie 7400 specificati richiedono una tensione d'alimentazione di 5 V c.c. ben filtrata e ragionevolmente ben stabilizzata e che i collegamenti d'alimentazione e di massa devono essere fatti ai giusti piedini specificati nei fogli di caratteristiche per ciascun dispositivo.

Tutti i resistori sono da 1/4 W o 1/2 W, mentre i condensatori possono essere ceramici, a mica od a pellicola plastica. La disposizione dei collegamenti e dei componenti non dovrebbe essere eccessivamente critica, ma, naturalmente, si deve seguire una buona tecnica costruttiva, con tutti i collegamenti di segnale corti e diretti il piú possibile.

Circuiti a semiconduttori - Il circuito di serratura elettronica illustrato nella *fig. 4* impiega una serie di circuiti integrati economici della serie 7400, in unione con due temporizzatori tipo 555. In funzionamento, la serratura viene aperta (e cioè il relé sensibile esterno viene attivato) quando una combinazione di cinque numeri viene immessa entro un determinato limite di tempo. Nessun numero può essere immesso due volte o fuori della sequenza; se viene immesso un numero che non sia nella combinazione, viene attivato un ritardo di penalizzazione che impedisce il funzionamento del circuito perché, durante il periodo di penalizzazione, il circuito della serratura viene mantenuto in stato di rimessa e non lo attiverà nemmeno la giusta sequenza. L'insieme di un limitato tempo di funzionamento una volta che il primo pulsante è stato premuto e di un tempo di penalizzazione incognito se viene premuto un pulsante sbagliato, rende la serratura molto difficile da sfidare se si cerca di manipolarla tentando di indovinare.

Il circuito base consiste in quattro flip-flop JK collegati tra loro, con il terminale Q dell'ultimo che fornisce il segnale d'uscita del circuito. Il funzionamento inizia quando il temporizzatore 555 di abilitazione viene commutato in stato basso premendo il tasto 1. Quindi, i flip-flop vengono temporizzati a turno premendo nell'ordine i pulsanti 2, 3, 4 e 5. Dopo il ritardo di tempo predisposto, il temporizzatore di abilitazione passa ad uno stato alto, eccitando la catena di flip-flop e fornendo un segnale d'uscita. Se uno

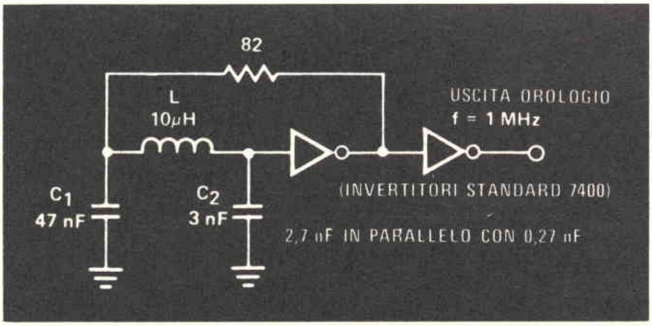


Fig. 2 - Circuito orologio LC.

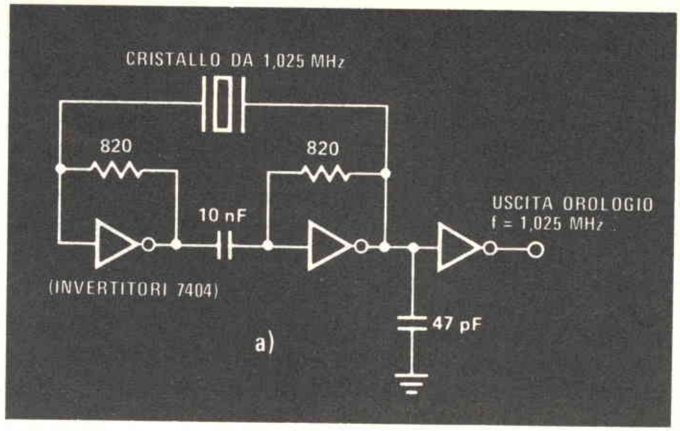
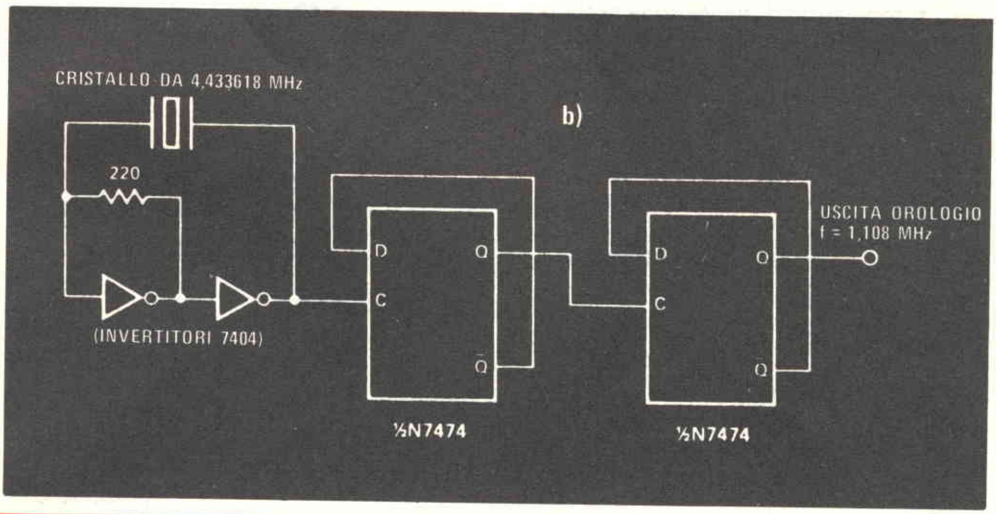


Fig. 3 - Circuiti orologio a cristallo.



qualsiasi dei pulsanti di penalizzazione viene premuto accidentalmente, viene attivato il temporizzatore di penalizzazione, che applica un segnale attraverso porte logiche per mantenere i flip-flop in stato di rimessa per un certo tempo.

Il ritardo di tempo iniziale (operazionale) viene stabilito a circa 3 s da un resistore da 1 MΩ in unione con il condensatore da 1 μF (R4 e C3 rispettivamente) mentre il ritardo di penalizzazione piú lungo viene determinato da R5 e C4. Il condensatore C1, con R1 in parallelo, serve per la rimessa del flip-flop finale quando il circuito viene acceso. Nel circuito d'alimentazione, R3 e C2 formano un semplice filtro antirimbalzo dei pulsanti. Il resistore in serie R2 nel circuito temporizzatore di penalizzazione serve a stabilizzare il 555 contro false eccitazioni.

Non essendo critica la disposizione delle parti e dei collegamenti, il circuito della serratura elettronica può essere montato su una basetta perforata con collegamenti da punto a punto oppure, se si preferisce, su un circuito stampato. Tutti i resistori sono da 1/2 W, mentre i condensatori possono essere o cera-

mici a bassa tensione od elettrolitici, a seconda dei valori. I circuiti integrati flip-flop sono di tipo 7473, le porte logiche di tipo 7400 ed i temporizzatori, come già detto, di tipo 555. Gli interruttori della combinazione sono pulsanti a contatto momentaneo e l'interruttore generale è del tipo a levetta, a slitta o rotante. L'uscita del circuito della serratura può essere usata per attivare un relé sensibile o come segnale di controllo per altri circuiti logici.

Prodotti nuovi - La National Semiconductor ha realizzato un convertitore analogico-digitale in singolo chip il quale, collegato ad un display a LED, costituisce un voltmetro da pannello a 2-1/2 cifre, molto preciso. Il componente, denominato DM 8700, è completo di autopolarità, di indicazione di fuori scala, di un riferimento di tensione compensato in temperatura, di un clock interno e del comando diretto di digit e di segmento del display a LED.

La conversione viene fatta usando una doppia conversione tensione frequenza. Un convertitore tensione-frequenza genera una oscillazione continua proporzionale alla tensione d'ingresso, mentre l'altro convertitore tensione-frequenza determina una finestra di misura per contare le oscillazioni del primo convertitore.

La tecnica di conversione è intrinsecamente monotona e possiede un alto grado di immunità dal rumore.

Il DM 8700 è molto facile da usare e richiede soltanto tre condensatori, tre resistenze fisse, due resistenze variabili, un display, un'alimentazione a +5 V ed una a −15 V per formare un voltmetro digitale da pannello con una precisione del ± 1,0%.

Il componente è caratterizzato per il funzionamento nel campo di temperatura com-

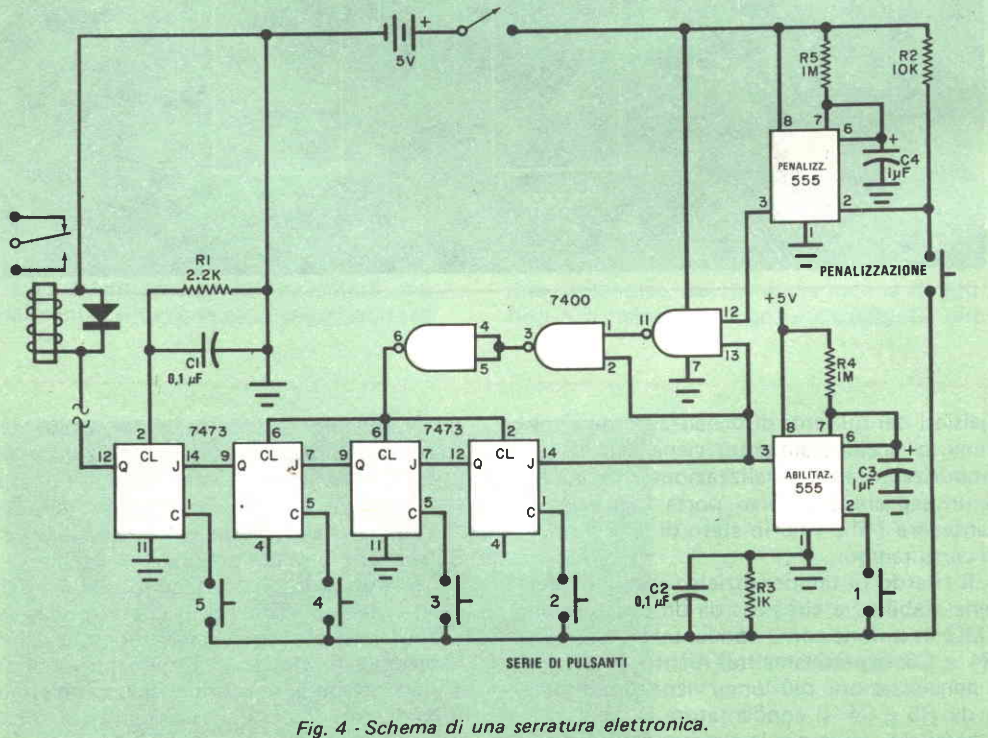


Fig. 4 - Schema di una serratura elettronica.

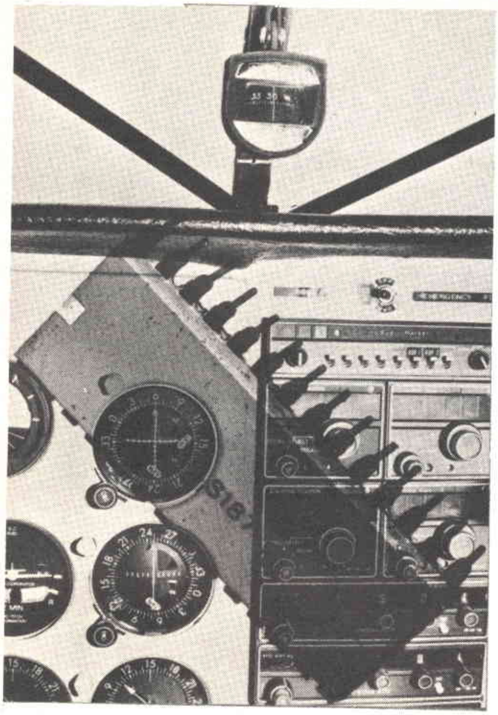


Fig. 5 - Sintetizzatore Siemens S 187 in tecnica MOS.

merciale da 0 °C a +70 °C, ed è disponibile in contenitore sia plastico sia ceramico.

La Siemens ha presentato un nuovo circuito integrato MOS *(fig. 5)* in grado di generare come sintetizzatore un numero quasi illimitato di canali, impiegando un solo oscillatore ed una frequenza di paragone. Denominato S 187, questo componente è dimensionato per frequenze da 0 a 2,5 MHz ed un divisore in serie amplia questa gamma fino a 800 MHz. La spaziatura tra i canali può essere selezionata in continuità da 100 Hz in su; si dispone pertanto di un circuito che sostituisce il quarzo ed è idoneo sia per gli apparecchi di navigazione aerea e di ricetrasmissione, sia per i generatori di segnali ed i ricevitori della gamma dei radioamatori (CB).

Il nuovo sintetizzatore comprende *(fig.6)* un divisore sincrono ad otto stadi con frequenza di ingresso massima di 6,4 MHz ed un divisore commutabile :8/:10, in grado di fornire insieme una frequenza di riferimento (stabilizzata a quarzo) variabile otto volte. Altri due divisori a sette ed a nove stadi (suddivisione :1 fino a :127 e :2 fino a :512) funzionano accoppiati ad un divisore in serie :10/:11, che consente di ottenere una suddivisione di tipo a nonio.

Questo sistema di divisori, l'oscillatore collegato a monte e la frequenza di paragone permettono di realizzare fino a cinquecentomila canali. Per mantenere le frequenze ad un valore costante, viene impiegato un altro oscillatore pilotato dalla tensione (VCO); co-

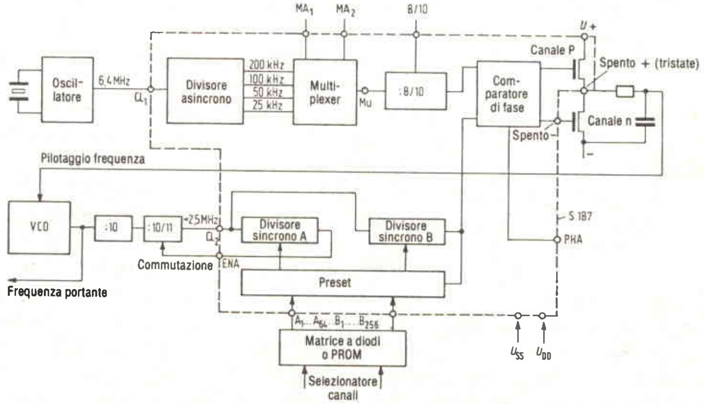


Fig. 6 - Schema a blocchi del sintetizzatore Siemens S 187.

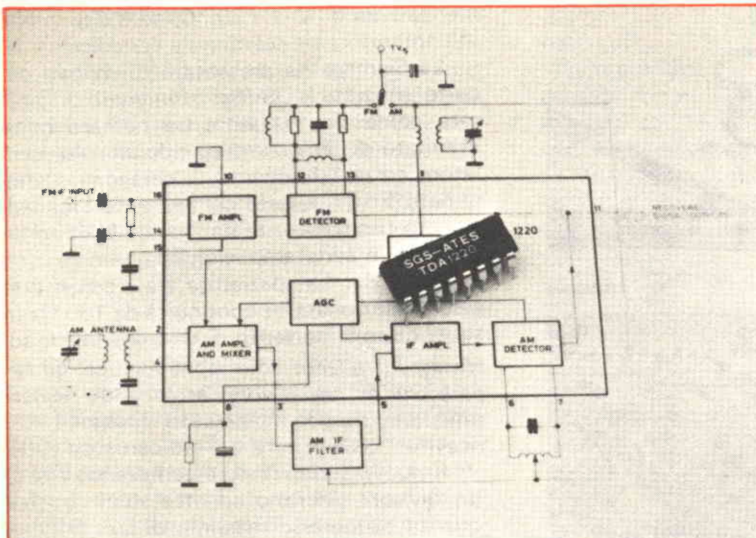


Fig. 7 - Schema elettrico funzionale di un ricevitore MA-MF impiegante il dispositivo TDA-1220 della SGS-ATES.

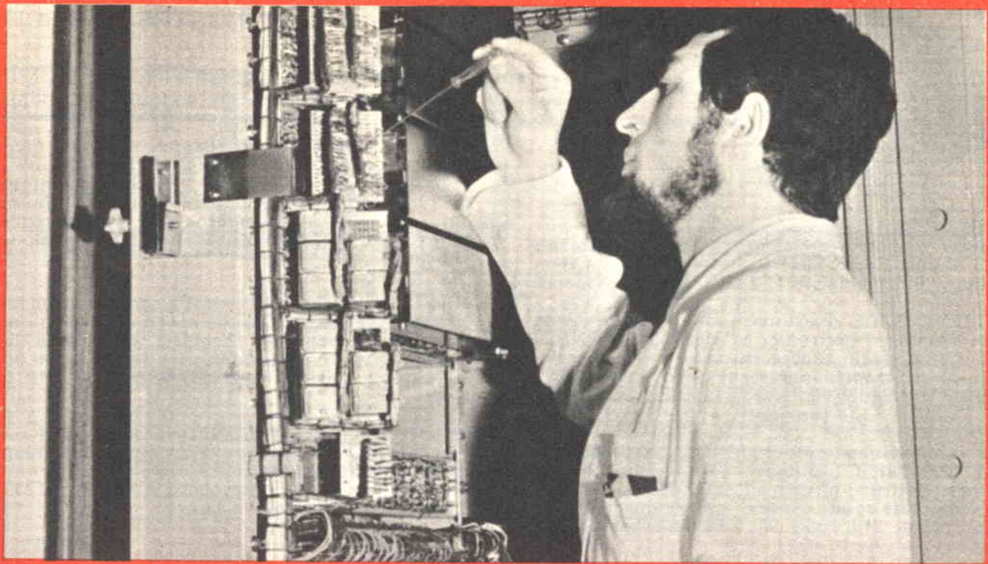
me memorie di frequenza per il divisore variabile può servire, per esempio, la memoria SO 353. Questo circuito, che funge da matrice a diodi con dieci entrate e sedici uscite, permette di realizzare anche una pulsantiera con cui possono essere selezionate con rapidità e sicurezza le singole gamme di frequenza.

L'S 187 contiene ottocento transistori ed ha un consumo contenuto, essendo stato realizzato in tecnica di deplezione P-MOS. Infatti, con una frequenza di riferimento di ingresso di 6,4 MHz ed una tensione di ingresso di 10 V, il consumo è di appena 8 mA. L'S 187 è alloggiato in una custodia a ventotto piedini e funziona a temperatura da 0 °C a 70 °C.

Due nuovi circuiti integrati lineari della SGS-ATES, il TDA 1220 e il TDA 1230, non mancheranno di destare l'interesse dei progettisti di ricevitori MA-MF.

Il TDA 1220 è infatti un sistema completo, che integra in un contenitore standard a sedici piedini l'amplificatore e limitatore FI, il rivelatore nella sezione MF con l'amplificatore RF, il miscelatore, l'oscillatore locale, l'amplificatore FI e il rivelatore nella sezione MA. Le prestazioni del TDA 1220 rimangono costanti al variare della tensione di alimentazione entro valori compresi fra 4 V e 18 V e la commutazione MA-MF si effettua tramite un interruttore in corrente continua. Nel funzionamento MF offre una buona sensibilità per la limitazione (30 μV), l'elevata reiezione MA (50 dB) ed un rapporto segnale/disturbo di oltre 60 dB. Nel funzionamento MA la sensibilità è eccellente, con una distorsione inferiore all'1% ed un campo di AGC che supera gli 80 dB. Lo schema elettrico-funzionale della *fig. 7* mostra con quale semplicità si può realizzare una radio MA-MF attorno a questo dispositivo.

Il TDA 1230 è destinato invece all'impiego in ricevitori monofonici MA-MF ed include un sottosistema completo per l'amplificazione e la rivelazione dei segnali FI-MF, oltre ad un amplificatore audio da 4 W per i segnali MF rivelati internamente o per segnali audio esterni. Il numero dei componenti esterni è minimo ed il comando di volume, con un campo di controllo di 90 dB, è effettuato in CC. La sensibilità e la reiezione MA sono simili a quelle del TDA 1220, mentre il rapporto segnale/disturbo e la reiezione sull'alimentazione sono di 66 dB e 45 dB rispettivamente. ★



UN TECNICO IN ELETTRONICA INDUSTRIALE È UN UOMO DIVERSO

Pensi all'importanza del lavoro nella vita di un uomo. Pensi a sé stesso e alle ore che passa occupato in un'attività che forse non La interessa.
Pensi invece quale valore e significato acquisterebbe il fatto di **potersi dedicare ad un lavoro non solo interessante** — o addirittura entusiasmante — **ma anche molto ben retribuito**. Un lavoro che La porrebbe in grado di affrontare la vita in un modo diverso, più sicuro ed entusiasta.
Questo è quanto può offrirLe una **specializzazione in ELETTRONICA INDUSTRIALE**. Con il Corso di Elettronica Industriale Lei riceverà a casa Sua le lezioni: potrà quindi studiare quando Le farà più comodo senza dover abbandonare le Sue attuali attività. Insieme alle lezioni riceverà anche i materiali che Le consentiranno di esercitarsi sugli stessi problemi che costituiranno la Sua professione di domani.
Questi materiali, che sono più di 1.000, sono compresi nel costo del Corso e resteranno di Sua proprietà: essi Le permetteranno di compiere interessantissime esperienze e di realizzare un **allarme elettronico**, un **alimentatore stabilizzato protetto**, un **trapano elettrico** il cui motore è adattabile ai più svariati strumenti ed utensili industriali, un **comando automatico di tensione** per l'alimentazione del trapano, e molti montaggi sperimentali.
Lei avrà inoltre la possibilità di seguire un periodo di **perfezionamento gratuito di una settimana** presso i laboratori della Scuola, in cui potrà acquisire una esperienza pratica che non potrebbe ottenere forse neppure dopo anni di attività lavorativa.
Richieda, senza alcun impegno da parte Sua, dettagliate informazioni sul Corso di Elettronica Industriale per corrispondenza.

Presa d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391

Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5/633
Tel. (011) 674432

LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA

BUONE OCCASIONI

Le risposte alle inserzioni devono essere inviate direttamente all'indirizzo indicato su ciascun annuncio.

CERCO vobulatore-marcatore e provafilamenti della Scuola Radio Elettra. Scrivere a Curzio Hengartner, Blozheimerstr. 32 - Basilea (Svizzera).

ALLIEVO S.R.E. eseguirei a domicilio per seria ditta montaggi elettronici ed elettrici di qualsiasi tipo. Cerco vecchi apparecchi radio o da riparazione, cioè strumenti; apparecchi radio anche guasti. Valerio Mancardo, via Ovaro, 20 - Bricherasio (To) Tel. (0121) 59.326 (ore pasti).

VENDO amplificatore per chitarra elettrica Davoli tipo "Panther 1", potenza 150 W, piú chitarra Hofner (elettrica) il tutto a L. 300.000 in contanti. All'acquirente regalo 2 microfoni Krundall + Shure ed un pedale distorsore-wha-wha della Vox. Tratto solo con zone limitrofe. Felice Lamanna, via C. Battisti, 6 - 20030 Seveso (Mi) - Tel.(0362) 505.909.

VENDO alimentatore variabile 0 ÷ 26 V d'uscita - 500 mA in contenitore assieme ad indicatore di continuità e prova condensatori, resistenze, ecc. completo di spie e comandi a L. 20.000. Inoltre vendo trasmettitore FM UK 355/C potenza 1 W circa completo di stilo e microfono a L. 15.000. Telefonare ore pasti. Manuel Ponzio - 10024 Moncalieri (To) - tel. 640.44.89.

ALLIEVO S.R.E., terminati corsi Radio Stereo e TV, eseguirebbe a domicilio, per ditta seria, montaggi di ogni tipo, sia a valvole sia a transistori. Per accordi scrivere a: Claudio Silvani, via Don Gnocchi, 16 - 20082 Badile di Zibido S. Giacomo (Mi).

CERCO schema teorico, possibilmente con disegno circuito stampato, di alimentatore stabilizzato avente le seguenti caratteristiche: voltaggio uscita 0-50 V; corrente max 5 A regolabili; limitazione di corrente (0,1-5 A); stabilità > 0,5%; ripple inferiore 5 mV (carico max). Si prega di inviare informazioni anche circa alimentatori con simili caratteristiche; buon pagamento. Enrico Belluomini, via Giotto, 3 - 50047 Prato.

VENDO televisore 12" perfettamente funzionante a prezzo da trattare. Vendo anche un organo Bontempi elettronico, mod. Tempest con batteria elettronica, pagato L. 150.000 nel '77 a L. 90.000 trattabili. Luigi Locchi, via Porta Buia, 44 - 52100 Arezzo.

ALLIEVO Scuola Radio Elettra del corso Radio Stereo e transistori, fornito necessaria strumentazione eseguirebbe presso il proprio domicilio montaggi elettronici, sia a valvole sia a transistori. Aldo Zapelloni, via Ragusa, 7 - Bari.

CERCO collega residente in Torino, con buona pratica di circuiti logici, integrati e/o circuiti di allarme per eventuale scambio esperienza e cognizioni tecniche. Prego telefonare al N. (011) 335.85.40. Aldo Martini, corso Peschiera, 221 - 10141 Torino.

CERCO misuratore di campo funzionante oppure oscilloscopio. Cedo al miglior offerente Rx-Tx BC603 - BC604 funzionanti con istruzioni. Per accordi scrivere a: Fiore Stanziale, via Castello, 22 - 83030 Montefusco (Av).

VENDO TX 88 ÷ 108 MHz FM 18 W autocostruito con possibilità di inserire lineari di qualsiasi uscita e di regolare l'uscita del trasmettitore; vendo inoltre senza contenitore CB da 14 W per 80.000 lire comprese spese postali. Costruisco anche amplificatori da 1-100 W per impianto stereo e per strumenti musicali. Paolo Lagadari, via G. Amendola, 36 - 88015 Rombiolo (Cz).

MODULO PER INSERZIONE

- Le inserzioni in questa rubrica prevedono offerte di lavoro, cambi di materiale, proposte in genere, ricerche di corrispondenza, ecc., sono assolutamente gratuite e non devono superare le 50 parole. Verranno cestinate le lettere non inerenti al carattere della nostra Rivista.
- Ritagliate la scheda ed inviatela in busta chiusa a: **Radiorama,** Segreteria di Redazione - Sezione corrispondenza - via Stellone, 5 - 10126 Torino.

7-8/78

SCRIVERE IN STAMPATELLO

....

....

....

....

....

....

....

....

....

....

Indirizzo: ....

TRA 6 MESI

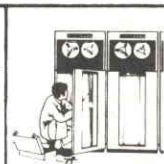
(O ANCHE MENO)

POTRAI ESSERE UNO DI LORO


RADIO TECNICO TRANSISTORI


RIPARATORE TV


ELETTROTECNICO


ELETTRONICO INDUSTRIALE


FOTOGRAFO

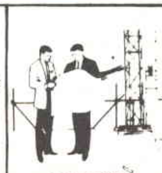

ELETTRAUTO

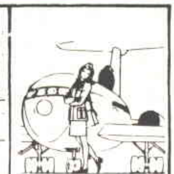

ANALISTA PROGRAMMATORE


DISEGNATORE MECC. PROGETTISTA


IMPIEGATA D'AZIENDA


TECNICO D'OFFICINA


ASSISTENTE E DISEGNATORE EDILE


LINGUE

TRA 6 MESI

Ti pare impossibile? E invece è possibilissimo. Vedi, noi abbiamo preparato dei corsi per corrispondenza che insegnano l'essenziale. Non tanta teoria, tante parole che, in fin dei conti, finiscono per confondere. Noi ti insegnamo veramente ciò che serve. Ed è quanto interessa alle aziende: che tu sappia lavorare, che tu sia un tecnico, un professionista.

PUOI DIVENTARE UN TECNICO

con i corsi di Specializzazione Tecnica (vedi l'elenco completo sul retro). I corsi partono da zero (non occorre alcuna preparazione specifica di base) e, lezione per lezione, ti rendono padrone della materia. Sono corsi dove lo studio è soprattutto pratico. Con le lezioni, la Scuola ti invia infatti i materiali per realizzare strumenti e apparecchi che restano di tua proprietà.

PUOI DIVENTARE "QUALCUNO"

con i corsi di Qualificazione Professionale. Si tratta di corsi più semplici, ma che, grazie anche alle attrezzature didattiche che completano le lezioni, ti danno una valida preparazione, consentendoti di trovare un lavoro interessante e ben retribuito. Addirittura ti permettono di metterti in proprio.

CON LA SCUOLA RADIO ELETTRA SEI LIBERO!

Certo. Con la Scuola Radio Elettra sei libero di scegliere, libero di continuare il corso o di fermarti.

Paghi al ricevimento di ogni lezione che tu hai richiesto. E sei tu a decidere quando le lezioni devono esserti inviate.

E non sei obbligato ad impegnarti per tutto il corso.

Ogni lezione costa mediamente poche migliaia di lire: una spesa veramente insignificante se pensi che c'è di mezzo il tuo avvenire.

Ecco alcuni dei corsi organizzati dalla SCUOLA RADIO ELETTRA.

CORSI DI SPECIALIZZAZIONE TECNICA (con materiali)
Radio Stereo a Transistori - Televisione Bianco-Nero e Colori - Elettrotecnica - Elettronica Industriale - Hi-Fi Stereo - Fotografia - Elettrauto.

CORSI DI QUALIFICAZIONE PROFESSIONALE
Programmazione ed elaborazione dei dati - Disegnatore Meccanico Progettista - Esperto Commerciale - Impiegata d'Azienda - Tecnico d'Officina - Motorista Autoriparatore - Assistente e Disegnatore Edile e i modernissimi corsi di Lingue.

CORSO ORIENTATIVO PRATICO (con materiali)
Sperimentatore Elettronico.

CORSO NOVITÀ (con materiali)
Elettrauto.

CORSO TV COLORI!

Il corso TV comprende una parte di approfonditi studi sulla televisione a colori. Il corso ti svela le tecniche di questa recente e importante conquista dell'elettronica. La TV a colori è ancora un mistero per quasi tutti; quei pochi tecnici che ne conosceranno i segreti, saranno pagati a peso d'oro! Senza contare che, durante il corso, costruirai un modernissimo televisore che resterà di tua proprietà.

IMPORTANTE
Al termine di ogni corso la Scuola Radio Elettra ti rilascia un attestato che dimostra gli studi da te seguiti.

COI TEMPI CHE CORRONO...

...anche se oggi hai già un lavoro, non ti sentiresti più sicuro se fossi un tecnico specializzato? Sì, vero? E allora non perdere più tempo! Chiedici informazioni senza impegno.
Compila, ritaglia e spedisci questa cartolina. Riceverai gratis e senza alcun impegno da parte tua una splendida, dettagliata documentazione a colori sul corso scelto.
Scrivi indicando il tuo nome, cognome, indirizzo e il corso che ti interessa. Ti risponderemo personalmente.

Scuola Radio Elettra
Via Stellone 5/633
10126 Torino

PRESA D'ATTO DEL MINISTERO DELLA PUBBLICA ISTRUZIONE N. 1391

La Scuola Radio Elettra è associata alla A.I.S.CO.
Associazione Italiana Scuole per Corrispondenza per la tutela dell'allievo.

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto credito n. 126 presso l'Ufficio P.T. di Torino A. D. - Aut. Dir. Prov. P.T. di Torino n. 23616 1048 del 23-3-1955



Scuola Radio Elettra
10100 Torino AD

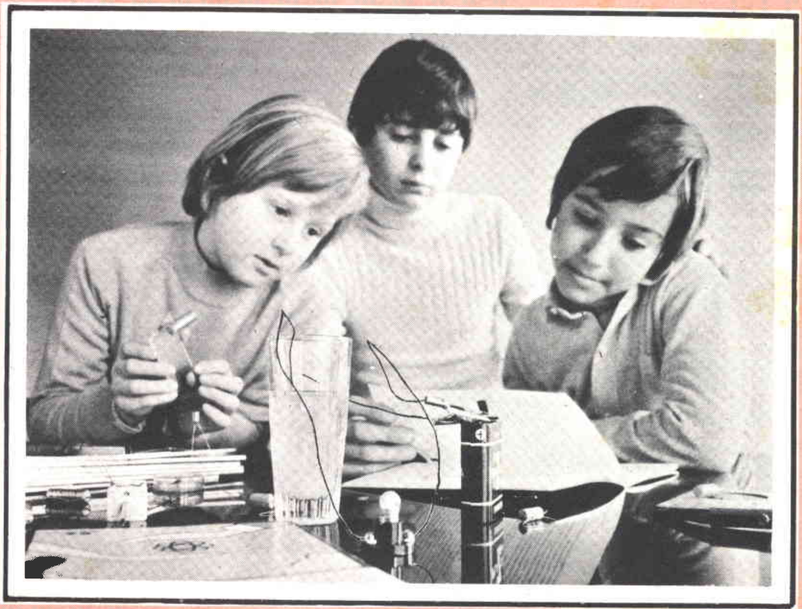
633

INVIATEMI GRATIS TUTTE LE INFORMAZIONI RELATIVE AL CORSO DI ____________________
(segnare qui il corso o i corsi che interessano)

PER CORTESIA, SCRIVERE IN STAMPATELLO

MITTENTE:
NOME ____________________
COGNOME ____________________
PROFESSIONE ____________________ ETÀ ______
VIA ____________________ N. ______
CITTÀ ____________________
COD. POST. ____________ PROV. ______
MOTIVO DELLA RICHIESTA: PER HOBBY □ PER PROFESSIONE O AVVENIRE □

ELETTRONICA

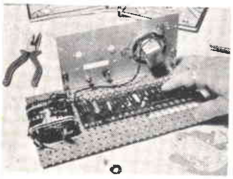


scienza o magia?

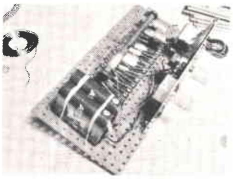
Due fili in un bicchiere d'acqua e... la lampadina si accende.
È opera di un mago? No.
Potrà essere opera vostra quando avrete esplorato a fondo i misteri di una scienza affascinante: l'**ELETTRONICA.**
Chi, al giorno d'oggi, non desidera esplorare questo campo?
Addentratevi dunque nei segreti dell'elettronica sotto la guida della **SCUOLA RADIO ELETTRA,** che propone oggi un nuovo, interessante Corso per corrispondenza: **SPERIMENTATORE ELETTRONICO.**
Tutti possono trovare nel Corso innumerevoli spunti di passatempo o di specializzazione futura.

Genitori, insegnanti, amici vedranno con sorpresa i ragazzi ottenere un'ottima preparazione tecnico-scientifica, senza fatica e divertendosi, grazie alle **16 appassionanti lezioni del Corso SPERIMENTATORE ELETTRONICO**
Queste, arricchite da **250 componenti**, permettono di compiere più di **70 esperimenti** e di realizzare apparecchi di alta qualità (fra gli altri, un organo elettronico, un interfono, un ricevitore MA, un giradischi) che **resteranno di proprietà dell'Allievo.**
E non c'è pericolo di scosse elettriche: tutti i circuiti funzionano con bassa tensione fornita da batterie da 4,5 volt.
Richiedete oggi stesso, senza alcun impegno da parte vostra, più ampie e dettagliate informazioni sul CORSO SPERIMENTATORE ELETTRONICO.

MONTERETE TRA L'ALTRO



UN ORGANO ELETTRONICO



UN RICEVITORE MA

Scrivete alla

Presa d'atto Ministero della Pubblica Istruzione N. 1391

Scuola Radio Elettra
10126 Torino - Via Stellone 5/ 633
Tel. (011) 674432

LE LEZIONI ED I MATERIALI SONO INVIATI PER CORRISPONDENZA

